

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-208444

(P2004-208444A)

(43) 公開日 平成16年7月22日 (2004. 7. 22)

(51) Int. Cl. 7

H 0 2 M 3/28

F I

H 0 2 M 3/28

H 0 2 M 3/28

H 0 2 M 3/28

F

L

W

テーマコード (参考)

5 H 7 3 0

審査請求

有

請求項の数 3

O L

(全 1 9 頁)

(21) 出願番号 特願2002-376248 (P2002-376248)

(22) 出願日 平成14年12月26日 (2002. 12. 26)

(71) 出願人 000003067

T D K株式会社

東京都中央区日本橋1丁目13番1号

(74) 代理人 100096530

弁理士 今村 辰夫

(74) 代理人 100083297

弁理士 山谷 皓榮

(74) 代理人 100103827

弁理士 平岡 憲一

(72) 発明者 花房 一義

東京都中央区日本橋一丁目13番1号 テ

ィーディーケー株式会社内

Fターム (参考) 5H730 AA20 BB82 DD04 DD23 EE13

FD01 FD24 FD31 FF02 FG05

(54) 【発明の名称】 同期整流型DC-DCコンバータ

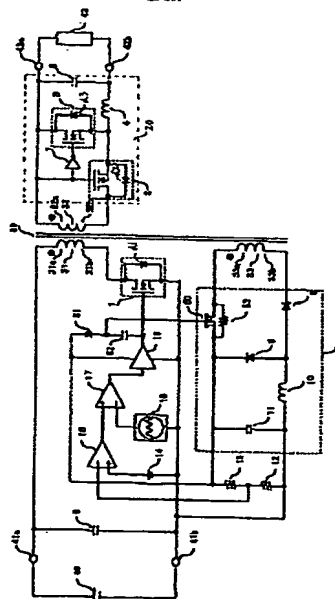
(57) 【要約】

【課題】本発明は同期整流型DC-DCコンバータに関し、従来例のような逆電流検出手段を設けることなく、安価で簡単な回路構成のDC-DCコンバータを得る。

【解決手段】トランス30の三次コイル33と直列に接続したスイッチ素子50を含み、三次コイル33の誘起電圧から出力電圧を検出するための出力電圧検出回路19を接続すると共に、スイッチ素子50に対し、出力電圧検出回路19の検出電圧を基にメインスイッチ素子1がオンする信号の時オンし、オフする信号の時オフするように駆動制御するスイッチ素子駆動回路（ダイオード51、コンデンサ52）を備えている。

【選択図】 図1

DC-DCコンバータの回路図



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

トランスの一次コイルと直列にメインスイッチ素子を接続し、該メインスイッチ素子のオン／オフ駆動により、負荷に供給するトランスの二次コイルの出力電圧を一定電圧に制御する同期整流型DC-DCコンバータにおいて、
前記トランスの三次コイルと直列に接続したスイッチ素子を含み、前記三次コイルの誘起電圧から出力電圧を検出するための出力電圧検出回路を接続すると共に、
前記スイッチ素子に対し、前記出力電圧検出回路の検出電圧を基にメインスイッチ素子がオンする信号の時オンし、オフする信号の時オフするように駆動制御するスイッチ素子駆動回路を備えていることを特徴とする同期整流型DC-DCコンバータ。

10

【請求項 2】

前記スイッチ素子に抵抗を並列接続したことを特徴とする請求項 1 記載の同期整流型DC-DCコンバータ。

【請求項 3】

前記スイッチ素子駆動回路はダイオードとコンデンサからなり、前記メインスイッチ素子をオフにする時、前記ダイオードを介して前記コンデンサを充電し、前記メインスイッチ素子をオンさせる時、前記コンデンサの充電電圧を前記スイッチ素子に印加して、該スイッチ素子をオンさせる機能を備えていることを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の同期整流型DC-DCコンバータ。

【発明の詳細な説明】

20

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は同期整流型DC-DCコンバータに関し、特に同期整流型のフォワードコンバータに関する。

【0002】

【従来の技術】 従来、複数のDC-DCコンバータを並列接続して並列運転する場合に発生する逆電流の流入を減少させる技術が開発されていた（特許文献 1、2 参照）以下、これらの特許文献 1、2 を従来例 1、2 として具体的に説明する。

【0003】

(1) : 従来例 1（特許文献 1）の説明

図 10 は従来例 1 の説明図（その 1）、図 11 は従来例 1 の説明図（その 2）である。図 10 の（a）図では、一次巻線 221 と二次巻線 222 とは、一次巻線 221 の一次側電圧供給回路 211 側の一端と、二次巻線 222 の出力端子 223 側の一端とが同極性になるように磁気結合されており、主スイッチ素子 210 が導通し、トランス 220 内の一次巻線 221 に、一次側電圧供給回路 211 から供給される電流 I_1 が流れると、二次巻線 222 の出力端子 223 側に正電圧、グラウンド端子 224 側に負電圧が誘起される。

30

【0004】

二次巻線 222 に誘起された電圧により、第 1 の二次側整流素子 206 のドレイン端子の電位がソース端子の電位より低くなる。このとき、第 1 の二次側整流素子 206 内の寄生ダイオードが順バイアスされるが、ゲート端子には、二次巻線 222 に誘起された電圧により、正電圧が印加されるので、第 1 の二次側整流素子 206 は、通常動作とは逆方向に導通し、ソース端子側からドレイン端子側に向け、電流 I_2 を流す。

40

【0005】

電流 I_2 による電圧降下は、第 1 の二次側整流素子 206 の寄生ダイオードを導通させない程度に小さくなっており、この電流 I_2 が流れると、出力端子 223 とグラウンド端子 224 の間に接続された出力コンデンサ 209 及び負荷 212 に、低損失で電力が供給される。

【0006】

この間（第 1 の二次側整流素子 206 が逆方向に導通している間）、二次巻線 222 に誘起された電圧により、第 2 の二次側整流素子 207 のドレイン端子には、ソース端子よりも高い電圧が印加されており、また、ゲート端子には負電圧が印加されているから、第 2

50

の二次側整流素子 207 には電流は流れない。

【0007】

次に、主スイッチ素子 210 が導通から遮断に転じると、二次巻線 222 の出力端子 223 側の一端に負電圧、グラウンド端子 224 側の一端に正電圧が誘起される。その電圧により、電流 I_2 を流していた第 1 の二次側整流素子 206 のドレイン端子の電位がソース端子の電位より高くなり、また、ゲート端子には負電圧が印加されるので、第 1 の二次側整流素子 206 は遮断する。

【0008】

このとき、第 2 の二次側整流素子 207 では、二次巻線 222 に誘起された電圧により、ゲート端子に正電圧が印加されるから、導通可能な状態になる。また、第 2 の二次側整流素子 207 は、インダクタンス素子 208 に生じた起電力により、ドレイン端子の電位がソース端子の電位よりも低くなるから、逆方向に導通し、インダクタンス素子 208 に蓄積された磁気エネルギーにより、図 10 の (b) 図に示すように、負荷 212 に電力を供給する方向の電流 I_3 を流す。

【0009】

また、制御装置 203 内には発振器と基準電圧発生回路が設けられており、PWM 方式で主スイッチ素子 210 を駆動しており、スイッチングの周期が一定になっている。また、電源装置 202 はフォワード型であるため、出力端子 223 の出力電圧は、主スイッチ素子 210 の導通時間と、一次側電圧供給回路 211 が出力する電圧、一次巻線 221 と二次巻線 222 の巻線比によって決まる。制御装置 203 は、出力端子 223 とグラウンド端子 224 間の出力電圧を検出しており、主スイッチング素子 210 の導通時間を制御しているので、一次側電圧供給回路 211 の電圧変動等により、一次側電圧供給回路 211 の電圧が変動しても、出力電圧は一定に維持されている。

【0010】

電源装置 202 は複数台を並列接続し、出力電流を増やすことができる。しかしながら、複数台の電源装置 202 を並列接続する場合には、出力電圧が完全に一致せず、そのため、各電源 202 のうち、出力電圧が高く設定されているものから、負荷 212 が消費するよりも大きな出力電流が出力され、余分な電流は、出力電圧が低く設定されている電源装置に流入してしまう。

【0011】

図 10 の (c) 図では、2 台の電源装置 202₁、202₂ を並列接続して運転する場合を示しており、一方の電源装置 202₁ 側から、他方の電源装置 202₂ に向けて電流 I_5 が流入している。この電流 I_5 が二次巻線 222₂ に流れると、一次巻線 221₂ に電圧が誘起され、その電圧によって主スイッチ素子 210₂ のドレイン端子に負電圧が印加される。そのとき、主スイッチ素子 210 のゲート端子に正電圧が印加されていると、主スイッチ素子 210₂ のソース端子からドレイン端子に向けて逆電流 I_6 が流れてしまい、その結果、並列接続された電源装置全体の効率を悪化させ、また、各電源装置 202₁、202₂ の劣化を早めてしまうという問題がある。

【0012】

そこで、従来例 1 では、図 11 に示したように、並列接続しても逆電流が流れない電源装置を提供するものである。このため、主スイッチ素子 10 に流れる電流を検出する電流検出回路 30 の出力から、主スイッチ素子 10 に流れた電流の向きを検出し、導通期間中に逆電流 I_{10} が流れた場合、主スイッチ素子 10 の導通期間を長くする。このため、主スイッチ素子 10 に流れる電流量が増えるので逆電流が消滅し、並列接続された各電源装置 3 の電流負担が均等化される、というものである。

【0013】

(2) : 従来例 2 (特許文献 2) の説明

図 12 は従来例 2 の説明図 (その 1)、図 13 は従来例 2 の説明図 (その 2) である。従来、複数の DC-DC コンバータを負荷に並列に接続する並列運転の使用形態を取る場合がある。このような並列運転を行う際に、並列接続されている複数の DC-DC コンバー

10

20

30

40

50

夕間に出力電圧 V_{OUT} のばらつきが生じることがある。このような場合には、出力電圧 V_{OUT} の高い DC-DC コンバータから出力電圧 V_{OUT} の低い DC-DC コンバータに向かって逆電流が流れる。

【0014】

このように、並列接続している DC-DC コンバータ間に出力電圧 V_{OUT} のばらつきが生じると、出力電圧 V_{OUT} の高い DC-DC コンバータと出力電圧 V_{OUT} の低い DC-DC コンバータとの双方の損失が増加して、回路効率が悪化してしまうという問題が生じる。

【0015】

そこで、従来例 2 では、前記逆電流の通電量を抑制して逆電流通電に起因した部品の破損や、並列運転時に逆電流に起因した損失問題を防止することができる同期整流器を備えた DC-DC コンバータを提供する。

10

【0016】

図 12 において、制御回路 42 は、コンパレータ 27 の出力側からスイッチ素子 5 の制御端子部であるゲートに制御電圧であるパルス波形信号を加え、そのパルス波形信号のパルス幅 t を出力電圧 V_{OUT} の安定化方向に可変制御してスイッチ素子 5 のオン期間を可変制御する。換言すれば、スイッチ素子 5 のデューティ比を出力電圧 V_{OUT} の安定化方向に可変制御する。これにより、出力電圧 V_{OUT} が可変制御されて出力電圧 V_{OUT} の安定化が図られる、というものである。

【0017】

ところで、逆電流が通電しているときには、スイッチ素子 5 がオフしてもスイッチ素子 5 のドレイン電圧は逆電流によって低電圧状態から変動しない期間が生じる。この現象は、逆電流通電によって整流平滑回路 40 のチョークコイル 13 に蓄積されたエネルギーがスイッチ素子 5 のオフによってトランス 2 の二次側から一次側に伝達されることにより生じるものであり、逆電流通電時に特有な現象である。

20

【0018】

そこで、前記逆電流時に特有な現象に着目し、スイッチ素子 5 のゲート電圧が設定のオン駆動のスレッシュホールド電圧未満であり、かつ、スイッチ素子 5 のドレイン電圧（両端電圧）が逆電流によって生じる低電圧状態であるときに逆電流を検知する逆電流検知手段 43 を形成した。

【0019】

PNP トランジスタ 31 は上記逆電流検知信号を受けてオンする。これにより、抵抗体 23、24 の接続部からオペアンプ 25 の反転入力端子に向かう電流の一部が前記接続部 X から PNP トランジスタ 31 と抵抗体 32 を通って分流する。このために、逆電流通電時にはオーバーシュート電圧印加に起因して抵抗体 23、24 の接続部から出力される電圧は定常時よりも増加しているにも拘わらず、オペアンプ 25 の反転入力端子に入力する電圧は定常時よりも低下することとなる。

30

【0020】

この電圧低下によって、制御回路 42 からスイッチ素子 5 のゲートに加えられるパルス波形信号のパルス幅 t が広がってスイッチ素子 5 のオン期間が長くなり、入出力変換比が増加する結果、出力電圧 V_{OUT} が増加する。

40

【0021】

この例によれば、逆電流検知手段 43 と逆電流抑制手段 44 を設けて逆電流通電時には入出力変換比を増加させる構成とし、図 13 の (a) 図の実線 α に示すような特有なレギュレーション特性を DC-DC コンバータに持たせたので、逆電流が発生した際に、その逆電流の通電量を従来に比べて大幅に抑制することができる。このように、逆電流の通電量を抑制することができるので、大きな逆電流が通電することによる前述したような部品の破損問題を防止することができるというものである。

【0022】

また、前記 DC-DC コンバータを用いて並列運転を行う際に、並列接続されている複数の DC-DC コンバータ間に出力電圧 V_{OUT} のばらつきが生じても、その出力電圧 V_{OUT}

50

のばらつきに起因した逆電流通電による損失増加を緩和することができ、回路効率の悪化を防止することができる。

【0023】

つまり、並列運転を行うDC-DCコンバータのうち、出力電圧 V_{OUT} の高いDC-DCコンバータAが持つレギュレーション特性が、例えば、図13の(b)図における実線Aに示すような特性を有し、また、出力電圧 V_{OUT} の低いDC-DCコンバータBが持つレギュレーション特性が、例えば、図13の(b)図の実線Bに示すような特性を示すこととなる。

【0024】

これにより、DC-DCコンバータAからDC-DCコンバータBへの逆電流の通電量は $I_{b'}$ となり、従来例に比べて格段に小さくなる。このため、逆通電に起因したDC-DCコンバータBの損失を抑制することができる。

【0025】

【特許文献1】

特開2000-139074

【特許文献2】

特開2001-169545

【0026】

【発明が解決しようとする課題】前記のような従来のものにおいては、次のような課題があった。

【0027】

(1)：前記従来例1では、主スイッチ素子を流れる電流を検出する電流検出回路と、前記電流検出回路の出力から、前記主スイッチ素子に流れる電流の向きを検出する逆電流抑制回路が設けられている。また、電流検出回路にカレントトランスを用いている。また、前記従来例2では、逆電流検出手段(43)と逆電流抑制手段(44)を設けている。

【0028】

このように、従来例1、2とも、逆電流検出手段を設けているが、このような手段は回路構成が複雑で、コスト的にも高価なものである。特に、従来例1では、高価なカレントトランスを使用し電流を検出しており、従来例2では、逆電流を抑制するため出力電圧を上昇させるが、それと同時に検出電圧(出力電圧を間接的に検出し制御している電圧)も比例して上昇する。そのため、検出電圧を上昇させるように制御をし、結果出力電圧が上昇し、逆電流の流入を抑制しており、回路構成が複雑で、高価なものである。

【0029】

本発明は、このような従来課題を解決し、従来例のような逆電流検出手段を設けることなく、安価で簡単な回路構成の同期整流型DC-DCコンバータを得ることを目的とする。

【0030】

【課題を解決するための手段】本発明は前記の目的を達成するため、次のように構成した。

【0031】

すなわち、第1の同期整流型DC-DCコンバータでは、トランスの一次コイルと直列にメインスイッチ素子を接続し、該メインスイッチ素子のオン/オフ駆動により、負荷に供給するトランスの二次コイルの出力電圧を一定電圧に制御する同期整流型DC-DCコンバータにおいて、前記トランスの三次コイルと直列に接続したスイッチ素子を含み、前記三次コイルの誘起電圧から出力電圧を検出するための出力電圧検出回路を接続すると共に、前記スイッチ素子に対し、前記出力電圧検出回路の検出電圧を基にメインスイッチ素子がオンする信号の時オンし、オフする信号の時オフするように駆動制御するスイッチ素子駆動回路を備えていることを特徴とする。

【0032】

また、第2の同期整流型DC-DCコンバータでは、前記第1の同期整流型DC-DCコ

10

20

30

40

50

ンバータにおいて、前記スイッチ素子に抵抗を並列接続したことを特徴とする。

【0033】

また、第3の同期整流型DC-DCコンバータでは、前記スイッチ素子駆動回路はダイオードとコンデンサからなり、前記メインスイッチ素子をオフにする時、前記ダイオードを介して前記コンデンサを充電し、前記メインスイッチ素子をオンさせる時、前記コンデンサの充電電圧を前記スイッチ素子に印加して、該スイッチ素子をオンさせる機能を備えていることを特徴とする。

【0034】

また、第4の同期整流型DC-DCコンバータでは、前記第1又は第2又は第3の同期整流型DC-DCコンバータにおいて、前記DC-DCコンバータに出力電圧の高いDC-DCコンバータを並列接続して並列運転を行い、出力電圧が高い方から低い方に逆電流が流入し、前記出力電圧検出回路の検出電圧が上昇し、前記メインスイッチ素子をオンさせる駆動信号の時間が短くなった場合、前記スイッチ素子駆動回路は、前記スイッチ素子のオン時間が短くなるように駆動制御して出力電圧検出回路の検出電圧を低下させることで、前記メインスイッチ素子をオンさせる時間を長くして出力電圧を上昇させ、前記逆電流の流入を抑制する機能を備えていることを特徴とする。

【0035】

(作用)

前記構成に基づく本発明の作用を図1に基づいて説明する。

【0036】

▲1▼：第1の同期整流型DC-DCコンバータでは、複数のDC-DCコンバータの出力を並列接続し並列運転すると、一方の出力電圧がばらつき等により大きい値の場合、出力電圧が低いDC-DCコンバータの方に逆電流が流入する。この逆電流の流入と同時に出力電圧が上昇し、出力電圧検出回路19の検出電圧も上昇する。

【0037】

この時、スイッチ素子駆動回路(ダイオード51、コンデンサ52)は、スイッチ素子50に対し、メインスイッチ素子1がオンする信号の時オンし、オフする信号の時オフするように駆動制御する。この駆動制御では、スイッチ素子50のオン時間が短くなるように駆動制御して出力電圧検出回路19の検出電圧を低下させる。そして、前記検出電圧の低下に応じてドライバ18ではメインスイッチ素子1をオンさせる時間を長くして出力電圧を上昇させ、前記逆電流の流入を抑制する。このようにすれば、従来例のような複雑で高価な逆電流検出手段を設けることなく、安価で簡単な回路構成の同期整流型DC-DCコンバータを得ることができる。

【0038】

▲2▼：前記第2の同期整流型DC-DCコンバータでは、スイッチ素子50に抵抗59を並列接続している。従って、出力電圧検出回路19の検出電圧が上昇すると、ドライバ18から出力されるメインスイッチ素子1をオンさせる信号の時間が短くなる。これに伴い、スイッチ素子50のオン時間も短くなり、スイッチ素子50がオフした後は、抵抗53を通して整流することとなる。

【0039】

このように、抵抗53を通して整流すると、出力検出電圧は下降する方向となるので、ドライバ18の信号は前より少しオン時間が短くなるだけで、従来例のように極端にオン時間が短くならない。また、出力検出電圧とトランス30の三次コイル33の電圧の間で電圧降下が発生するので、その結果、出力電圧を上昇させることとなり、逆電流を抑制することができる。

【0040】

このようにすれば、従来例のような逆電流検出手段を設けることなく、安価で簡単な回路構成の同期整流型DC-DCコンバータを得ることができる。

【0041】

▲3▼：前記第3の同期整流型DC-DCコンバータでは、スイッチ素子駆動回路は、メ

10

20

30

40

50

インスイッチ素子1をオフにする時、ダイオード51を介してコンデンサ52を充電し、メインスイッチ素子1をオンさせる時、コンデンサ52の充電電圧をスイッチ素子50に印加して該スイッチ素子50をオンさせる。このようにすれば、スイッチ素子駆動回路を簡単な回路構成にできる。

【0042】

▲4▼：前記第4の同期整流型DC-DCコンバータでは、DC-DCコンバータの出力を並列接続し並列運転すると、一方の出力電圧がばらつき等により大きい値の場合、出力電圧が低いDC-DCコンバータの方に逆電流が流入する。前記逆電流の流入と同時に出力電圧が上昇し、出力電圧検出回路19の検出電圧も上昇する。

【0043】

そして、出力電圧検出回路19の検出電圧が上昇すると、スイッチ素子駆動回路（ダイオード51、コンデンサ52）は、スイッチ素子50に対し、メインスイッチ素子1がオンする信号の時オンし、オフする信号の時オフするように駆動制御する。

【0044】

このように、逆電流が流入し、出力電圧検出回路の検出電圧が上昇した場合、スイッチ素子駆動回路は、メインスイッチ素子1をオンさせる駆動信号の時間が短くなった時、スイッチ素子50のオン時間が短くなるように駆動制御して出力電圧検出回路19の検出電圧を低下させる。その結果、ドライバ18はメインスイッチ素子をオンさせる時間を長くして出力電圧を上昇させ、前記逆電流の流入を抑制する。

【0045】

このようにすれば、従来例のような逆電流検出手段を設けることなく、安価で簡単な回路構成の同期整流型DC-DCコンバータを得ることができる。

【0046】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。

【0047】

§1：DC-DCコンバータの回路例の説明

図1はDC-DCコンバータの回路例を示した図であり、同期整流型のフォワードコンバータ（又は、フォワード方式の同期整流型DC-DCコンバータ）の回路例である。以下、図1に示したDC-DCコンバータを説明する。

【0048】

(1)：回路の特徴（図1参照）

本回路の最大の特徴は、トランス30の三次コイル33に接続された出力電圧検出回路19にスイッチ素子50を設けた点である。このスイッチ素子50は、メインスイッチ素子1を駆動する駆動信号（パルス）が、メインスイッチ素子1がオンする信号の時オンし、オフする信号の時オフするように駆動される。そして、三次コイル33から出力された電圧を整流平滑し、その電圧を検出電圧とし、メインスイッチ素子1のオン／オフの時間を制御する。

【0049】

ところで、負荷に対し複数のDC-DCコンバータが接続された場合、特に、出力電圧の高いDC-DCコンバータが接続されていた場合には、DC-DCコンバータの出力側から逆電流が流入することがある（前記従来例参照）。このように出力側から逆電流が流入すると、三次コイル33の検出電圧が上昇し、メインスイッチ素子1をオンさせる駆動信号の時間は短くなる。

【0050】

これにともない、スイッチ素子50のオン時間も短くなり、検出電圧が低下し、メインスイッチ素子1をオンさせる駆動信号の時間を長くするように制御される。その結果、出力電圧が上昇し、逆電流の流入を抑制する。更に具体的には次の通りである。

【0051】

すなわち、ドライバ18の出力がメインスイッチ素子1をオンさせる信号の時オンし、オフさせる信号の時オフするスイッチ素子50を出力電圧検出回路19に設け、トランス3

10

20

30

40

50

0の三次コイル33と直列に接続する。

【0052】

そして、DC-DCコンバータの出力を並列接続し並列運転すると、一方の出力電圧がばらつき等により大きい値の場合、出力電圧が低いDC-DCコンバータの方に電流が流入する（この電流を「逆電流」という）。前記逆電流の流入と同時に出力電圧が上昇し、出力電圧検出回路19の検出電圧も上昇する。

【0053】

このように、出力電圧検出回路19の検出電圧が上昇すると、ドライバ18から出力されるメインスイッチ素子1をオンさせる信号の時間が短くなる。これに伴い、スイッチ素子50のオン時間も短くなり、スイッチ素子50がオフした後は抵抗53を通して整流することとなる。

【0054】

このように、抵抗53を通して整流すると、出力検出電圧は下降する方向となるので、ドライバ18から出力される信号は、前より少しオン時間が短くなるだけで、従来例のように極端にオン時間が短くならない。また、出力検出電圧とトランス30の三次コイル33の電圧33aの間で電圧降下が発生するので、その結果、出力電圧を上昇させることとなり前記逆電流を抑制することができる。

【0055】

(2)：回路構成の詳細な説明（図1、図2参照）

図1において、1はメインスイッチ素子（主スイッチング素子）、2は整流用同期整流素子、3は転流用同期整流素子、50はスイッチ素子であり、これら各素子は、NチャンネルMOSFET（MOS型電界効果トランジスタ）で構成する。

【0056】

また、4は出力チョークコイル、5は入力コンデンサ、6は出力平滑コンデンサ、7はインバータ、8は整流用ダイオード、9は転流用ダイオード、10はチョークコイル、11は平滑コンデンサ、12、13、53は抵抗（又は抵抗体）である。

【0057】

また、14は基準電圧、15はエラーアンプ（エラー増幅器）、16は三角波発生器、17はエラーアンプ16の出力と三角波発生器16の出力とを比較するためのコンパレータ（比較器）、18はメインスイッチ素子1を駆動するためのドライバである。

【0058】

また、19は出力電圧検出回路、20は二次側整流平滑回路、30はトランスであり、31は一次コイル（一次巻線）、32は二次コイル（二次巻線）、33は三次コイル（三次巻線）を示す。また、40は入力電源、41は入力端子、42は出力端子、43は負荷、51はダイオード、52はコンデンサを示す。また、d1、d2、d3はそれぞれ前記素子1、2、3の内蔵ダイオードを示す。

【0059】

図1に示したDC-DCコンバータの入力側には、トランス30が設けられ、該トランス30の一次コイル31には、メインスイッチ素子1が接続され、ドライバ18により駆動制御されるように構成されている。そして、メインスイッチ素子1のオン／オフ（導通／不導通）により一次コイル31に発生する励磁エネルギー（電磁エネルギー）を、断続的にトランス30の二次側及び三次側に供給するようになっている。

【0060】

入力側は、入力電源40が供給される入力端子41a、41b間に入力コンデンサ5が接続され、入力電圧を平滑化している。トランス30の二次コイル32には、出力チョークコイル4、出力平滑コンデンサ8、整流用同期整流素子2（MOSFET）、転流用同期整流素子3（MOSFET）を含む平滑整流回路が接続されている。この場合、出力平滑コンデンサ8と出力チョークコイル4の直列回路に対して、転流用同期整流素子3が接続されている。

【0061】

10

20

30

40

50

また、トランス 30 の三次コイル 33 には、スイッチ素子 50 と抵抗 53 の並列回路と、平滑コンデンサ 11 と、チョークコイル 10 と、整流用ダイオード 8 の直列回路を接続し、前記平滑コンデンサ 11 と、チョークコイル 10 の直列回路に並列に、整流用ダイオード 9 を接続している。

【0062】

また、前記平滑コンデンサ 11 と並列に、抵抗 12、13 の直列回路を接続して平滑コンデンサ 11 の充電電圧（直流電圧）を分圧し、その分圧した電圧（抵抗 12 の電圧）をエラーアンプ 15 に入力している。また、エラーアンプ 15 には、前記分圧した電圧（抵抗 12 の電圧）を入力すると共に、基準電圧 14 を入力し、前記基準電圧 14 と前記分圧した電圧（抵抗 12 の電圧）との差分の電圧（エラー電圧値）をコンパレータ 17 に出力する。

10

【0063】

コンパレータ 17 では、エラーアンプ 15 の出力電圧と三角波発生器 16 の出力電圧を比較し、両者の差の電圧をドライバ 18 へ出力する。ドライバ 18 では、前記コンパレータ 17 からの出力電圧を入力し、パルス電圧を発生させてメインスイッチ素子 1 のゲートへ印加することで、メインスイッチ素子 1 をオン／オフ駆動するように構成されている。

【0064】

また、前記ドライバ 18 は、図 2 のように構成されている。すなわち、前記ドライバ 18 は、詳細には、バイポーラ型トランジスタ（以下、単に「トランジスタ」と記す）Q1 と Q2 が図示のように接続されている。この場合、トランジスタ Q1 が NPN 型トランジスタで、トランジスタ Q2 が PNP 型トランジスタで構成され、互いのベース電極（入力 IN 側）とエミッタ電極（出力 OUT 側）が共通接続されている。

20

【0065】

このように接続されていると、入力 IN 側が所定電圧以上の時、トランジスタ Q1：オン、Q2：オフとなり、出力 OUT 側がハイレベルの電圧 V_{dd} となる。また、逆に、入力 IN 側が所定電圧以下の時、トランジスタ Q1：オフ、Q2：オンとなり、出力 OUT 側がローレベルの電圧 V_{ss} となる（V_{dd} > V_{ss}）。

【0066】

なお、31a、31b はトランス 30 の一次コイル 31 の両端子、32a、32b はトランス 30 の二次コイル 32 の両端子、33a、33b はトランス 30 の三次コイル 33 の両端子である。

30

【0067】

(3)：無負荷時の詳細な動作の説明

以下、図 1、図 2 に基づいて、図 1 に示した回路例の動作を説明する。

【0068】

A：今、入力端子 41a、41b に入力電源 40 を印加した状態で、ドライバ 18 からメインスイッチ素子 1 を駆動するための駆動パルスが発生させ、この駆動パルスをメインスイッチ素子 1 のゲートに供給すると、メインスイッチ素子 1 がオン（導通）／オフ（不導通）動作を繰り返す。そして、該メインスイッチ素子 1 がオンになった時、該メインスイッチ素子 1 を介してトランス 30 の一次コイル 31 に励磁電流が流れる。

40

【0069】

この時、トランス 30 の二次コイル 32 には、整流用同期整流素子 2 がオンする方向に電圧（誘起電圧）が発生し、該整流用同期整流素子 2 がオンする。この場合、トランス 30 の二次コイル 32 に発生した電圧により、二次コイル 32 → 出力平滑コンデンサ 8 → 出力チョークコイル 4 → 整流用同期整流素子 2 → 二次コイル 32 の経路で電流が流れ、出力平滑コンデンサ 8 が充電される。

【0070】

この時、二次コイル 32 の電圧はインバータ 7 により反転し、この反転した電圧が転流用同期整流素子 3 のゲートに印加するので、該転流用同期整流素子 3 がオフとなる。

【0071】

50

また、この時、トランス 30 の三次コイル 33 には、二次コイル 32 の電圧に応じた電圧が誘起される。この電圧により、スイッチ素子 50 がオンならば、三次コイル 33 → スイッチ素子 50 → 平滑コンデンサ 11 → チョークコイル 10 → 整流用ダイオード 8 → 三次コイル 33 の経路で電流が流れ、平滑コンデンサ 11 が充電される。

【0072】

また、スイッチ素子 50 がオフの場合は、抵抗 53 を介して前記と同様の電流が流れ、平滑コンデンサ 11 は充電される。この時、転流用ダイオード 9 はオフのままである。なお、この時トランス 30 には励磁エネルギーが蓄えられる。

【0073】

B：次に、ドライバ 18 からの駆動パルスによりメインスイッチ素子 1 がオフになると、トランス 30 の一次コイル 31 に前記と逆方向の電圧が誘起される（端子 32 側が+となる）ので、整流型同期整流素子 2 はオフとなる。この時、二次コイル 32 の電圧（前記と逆向き極性の電圧）はインバータ 7 により反転し、この反転した電圧が転流用同期整流素子 3 のゲートに印加するので、該転流用同期整流素子 3 がオンとなる。

【0074】

そのため、出力チョークコイル 4 に蓄えられた電磁エネルギーにより、出力チョークコイル 4 → 転流用同期整流素子 3 → 出力平滑コンデンサ 8 → 出力チョークコイル 4 の経路でフライホイール電流が流れ、出力平滑コンデンサ 6 が充電される（常に同じ極性で充電される。）。

【0075】

この時、トランス 30 の三次コイル 33 には、前記と逆極性の電圧（端子 33b 側が+）が発生するが、整流用ダイオード 8 が逆バイアスされてオフとなり、三次コイル 33 の誘起電圧によっては電流は流れない。しかし、この時、チョークコイル 10 に蓄えられた電磁エネルギーにより、チョークコイル 10 → 転流用ダイオード 9 → 平滑コンデンサ 11 → チョークコイル 10 の経路でフライホイール電流が流れ、平滑コンデンサ 11 が充電される（常に同じ極性で充電される。）。

【0076】

以降、同様にして動作が繰り返されるが、前記平滑コンデンサ 11 の充電電圧により抵抗 12、13 には一定の直流電圧が発生する。この電圧は、二次側の出力電圧に対応した電圧となっている。この場合、前記抵抗 12、13 の電圧（平滑コンデンサ 11 の電圧と同じ）は、ドライバ 18 とダイオード 51 に印加する。また、前記 2 つの抵抗で分圧した電圧（抵抗 12 の端子電圧）はエラーアンプ 15 に入力し、基準電圧 14 との差分が取り出される。

【0077】

そして、コンパレータ 17 では、前記エラーアンプの出力を三角波発生器 16 の出力電圧と比較されて矩形波信号を出力し、ドライバ 18 から駆動信号（パルス信号）がメインスイッチ素子 1 のゲートに印加する。これによりメインスイッチ素子 1 は前記と同様のオン／オフ動作を繰り返す。

【0078】

また、前記ダイオード 51 に印加した電圧は、該ダイオード 51 で整流され、コンデンサ 52 を充電する。そして、ドライバ 18 からハイレベルの電圧が出力された時は、そのハイレベルの電圧（パルスのオン波形）に、更に、コンデンサ 52 の充電電圧（平滑コンデンサ 11 の電圧と略同じ電圧）が上乗せされ、大きな出力電圧（平滑コンデンサ 11 の電圧の約 2 倍の電圧）が発生し、スイッチ素子 50 のゲートに印加する。そのため、スイッチ素子 50 がオンになる。

【0079】

しかし、ドライバ 18 からローレベルの電圧（例えば、GND レベル）が出力された時は、そのローレベルの電圧（パルスのオフ波形）に、更に、コンデンサ 52 の充電電圧（平滑コンデンサ 11 の電圧と略同じ電圧）が上乗せされても小さい出力電圧なので、この出力電圧がスイッチ素子 50 のゲートに印加しても、スイッチ素子 50 がオフとなる。

10

20

30

40

50

【0080】

(4) : 負荷に対し、複数のDC-DCコンバータが並列接続されて運転された場合の概要の説明(図1、図3参照)

図1に示したDC-DCコンバータの負荷43に対し、別のDC-DCコンバータを並列接続し、この別のDC-DCコンバータの出力電圧が何らかの理由で高くなったとする。この時、前記別のDC-DCコンバータから図1に示したDC-DCコンバータに逆電流が流れる。

【0081】

この場合、出力端子42a、42b間の電圧が通常時より高くなり、出力端子42aからトランス30の二次コイル32方向に向けて逆電流が流れる。この時の出力電圧-出力電流特性は、図3のようになる。図3では、横軸が出力電流(I_{out})、縦軸が出力電圧(V_{out})を示す。

10

【0082】

また、図3において、点線で示した特性は従来例の特性(特に従来例2の特性)であり、実線が本発明の特性である。また、縦軸の右側が流出する電流、左側が流入する電流である。

【0083】

(5) : 出力電圧が大きいDC-DCコンバータと並列運転した時の特性図(無負荷時)の詳細な説明(図4、図6参照)

図4は出力電圧が大きいDC-DCコンバータと並列運転した時の特性図(無負荷)、図6は図4、5の説明図である。なお、参考のため、図6では従来例についても図示してある。

20

【0084】

(5)-1: 従来例の特性

図6のC図のように、従来例のDC-DCコンバータを並列接続した場合であって、無負荷時について説明する。

【0085】

DC-DCコンバータには、部品等の特性ばらつきの影響で出力電圧にばらつきが生じる。出力電圧が小さい従来例のDC-DCコンバータ▲3▼と大きいDC-DCコンバータ▲4▼を並列接続すると、DC-DCコンバータ▲4▼からの出力電流がDC-DCコンバータ▲3▼に流入する。

30

【0086】

DC-DCコンバータ▲3▼の動作点は図4のポイントCとなり、電流値 I_{o2} が流入する。一方、DC-DCコンバータ▲4▼の動作点は図4のポイントDとなり、電流値 I_{o2} を出力し平衡する。その際の出力電圧は、各々 $+V_{o2}$ となる。

【0087】

(5)-2: 本発明の特性

図6のA図のように、本発明のDC-DCコンバータを並列接続した場合(無負荷時)について説明する。前記従来例と同じでDC-DCコンバータには、部品等のばらつきの影響で出力電圧にばらつきが生じる。

40

【0088】

出力電圧が小さい本発明のDC-DCコンバータ▲1▼と、大きい従来例のDC-DCコンバータ▲2▼を並列接続すると、従来例のDC-DCコンバータ▲2▼からの出力電流が本発明のDC-DCコンバータ▲1▼に流入する。本発明のDC-DCコンバータ▲1▼の動作点は、図4のポイントAとなり電流値 I_{o1} が流入する。一方、従来例のDC-DCコンバータ▲2▼の動作点は、図4のポイントBとなり電流値 I_{o1} を出力し平衡する。その際の出力電圧は、各々 $+V_{o1}$ となる。このように、本発明では、流入電流を小さく抑制することが可能になる。

【0089】

(6) : 出力電圧が大きいDC-DCコンバータと並列運転した時の特性図(負荷電流 I_o)

50

の時)の詳細な説明(図5、6参照)

(6) - 1 : 従来例の特性

前記と同様に、図6のD図のように、負荷電流が I_o の時の並列運転動作について説明する。従来例のDC-DCコンバータ▲3▼の動作点は、図5のポイントCとなり電流値 I_{o4} が流入する。一方、従来例のDC-DCコンバータ▲4▼の動作点は、ポイントDとなり電流値 I_{o6} を出力し平衡する。すなわち、 $I_{o6} - I_{o4}$ は、負荷電流 I_o となる。その際の出力電圧は、各々 $+V_{o4}$ となる。

【0090】

(6) - 2 : 本発明の特性

前記と同様に、図6のB図のように、負荷電流が I_o の時の並列動作について説明する。本発明のDC-DCコンバータ▲1▼の動作点は、図5のポイントAとなり、電流値 I_{o3} が流入する。一方、従来例のDC-DCコンバータ▲2▼の動作点は、図5のポイントBとなり、電流値 I_{o5} を出力し平衡する。この場合、 $I_{o5} - I_{o3}$ は、負荷電流 I_o となる。その際の出力電圧は、各々 $+V_{o3}$ となる。このように、本発明では、流入電流を小さく抑制することが可能になる。

【0091】

(7) : 無負荷時の各部の波形

図7は無負荷時の各部の波形図である。図7において、波形▲1▼はドライバ18の出力電圧波形、波形▲2▼はメインスイッチ素子1のドレイン・ソース間電圧波形、波形▲3▼はメインスイッチ素子1のドレイン・ソース間電流波形、波形▲4▼は出力チョークコイル4の電流波形、波形▲5▼はトランス30の三次コイル33の両端の電圧波形、波形▲6▼はスイッチ素子50のゲート・ソース間電圧波形、波形▲7▼はスイッチ素子50のドレイン・ソース間電流波形を示す。なお、図7に示した t はタイミング(又は時刻)、 $t_0 \sim t_5$ は各タイミングを示す。

【0092】

図1に示したDC-DCコンバータの無負荷時には、各部は図7に示した波形となる。先ず、ドライバ18からは、波形▲1▼のような矩形波の駆動パルスが出力され、このパルスによりメインスイッチ素子1がオン/オフ駆動される。

【0093】

すなわち、タイミング $t_0 \sim t_1$ までは駆動パルスがローレベルで、タイミング $t_1 \sim t_2$ までは駆動パルスがハイレベル、タイミング $t_2 \sim t_3$ までは駆動パルスがローレベルで、タイミング $t_3 \sim t_4$ までは駆動パルスがハイレベルとなり、駆動パルスがハイレベルの時、メインスイッチ素子1がオンとなり、駆動パルスがローレベル(例えば、GNDレベル)の時、メインスイッチ素子1がオフとなるように駆動される。

【0094】

この時のメインスイッチ素子1のドレイン・ソース間電圧の波形は波形▲2▼のようになり、メインスイッチ素子1のドレイン・ソース間電流波形は波形▲3▼のようになる。また、出力チョークコイル4は、電磁エネルギーの蓄積と放出動作が繰り返され、波形▲4▼のような波形になる。

【0095】

トランス30の三次コイル33には、その両端に波形▲5▼のような波形の電圧が誘起される。この時、スイッチ素子50のゲート・ソース間電圧は波形▲6▼のような波形になる。この場合、スイッチ素子50は、タイミング $t_0 \sim t_1$ の間はオフ、タイミング $t_1 \sim t_2$ の間はオン、タイミング $t_2 \sim t_3$ の間はオフ、タイミング $t_3 \sim t_4$ の間はオンとなる。

【0096】

従って、スイッチ素子50のドレイン・ソース間電流は、波形▲7▼のように、タイミング $t_0 \sim t_1$ の間は電流が流れず、タイミング $t_1 \sim t_2$ の間は電流が流れ、タイミング $t_2 \sim t_3$ の間は電流が流れず、タイミング $t_3 \sim t_4$ の間は電流が流れる。

【0097】

10

20

30

40

50

(8) : 出力が大きいDC-DCコンバータを並列接続した時の各部の波形

図8は出力が大きいDC-DCコンバータを並列接続した時の各部の波形図である。図8において、波形▲1▼はドライバ18の出力電圧波形、波形▲2▼はメインスイッチ素子1のドレイン・ソース間電圧波形、波形▲3▼はメインスイッチ素子1のドレイン・ソース間電流波形、波形▲4▼は出力チョークコイル4の電流波形、波形▲5▼はトランス30の三次コイルの両端の電圧波形である。

【0098】

また、波形▲6▼はスイッチ素子50のゲート・ソース間電圧波形、波形▲7▼はスイッチ素子50のドレイン・ソース間電流波形を示す。なお、図8に示したtはタイミング（又は時刻）、t0、t1、t2a、t2b、t3、t4a、t4b、t5は各タイミングを示す。また、点線は図7に示した無負荷時の波形、実線は本発明の逆電流流入時の波形である。

10

【0099】

図1に示したDC-DCコンバータに、出力が大きいDC-DCコンバータを並列接続した時の各部の波形は図8の実線で示した波形となる。具体的には、次の通りである。

【0100】

前記のような逆電流が流入している時には、図8の波形▲1▼、▲2▼に示すように、メインスイッチ素子1がオフしてもドレイン電圧は逆電流流入によって低電圧状態（約ゼロボルト：GNDレベル）から変動しない期間T1が生じる。この現象は、逆電流流入によって、出力チョークコイル4に蓄積されたエネルギーが二次側から一次側へ伝達されることにより生じ、メインスイッチ素子1がオフしてもメインスイッチ素子1の内蔵ダイオード（ボディダイオード）d1が導通しているので、低電圧状態となる。

20

【0101】

この期間T1の間は、本発明では、スイッチ素子50がオフとなり、平滑コンデンサ11への整流電流が無くなる。これにより、平滑コンデンサ11の両端電圧は低下し、メインスイッチ素子1の駆動制御回路（エラーアンプ16、コンパレータ17、ドライバ8を含む回路）はメインスイッチ素子1のオン時間が長くなるように制御を行う。その結果、出力電圧は上昇し、逆電流の流入を抑制する。以下、更に、詳細に説明する。

【0102】

前記のように、DC-DCコンバータの出力を並列接続し並列運転すると、一方の出力電圧がばらつき等により大きい値の場合、出力電圧が低いDC-DCコンバータの方に電流が流入する（逆電流の流入発生）。この逆電流の流入と同時に、出力の低い方のDC-DCコンバータの出力電圧が上昇し、出力電圧検出回路19の検出電圧も上昇する。

30

【0103】

このように、DC-DCコンバータの出力電圧が上昇し、逆電流が流入することにより、出力電圧検出回路19の検出電圧が上昇すると、図8の点線位置（無負荷時）から実線位置（逆電流流入時）のように、ドライバ18から出力されるメインスイッチ素子1をオンさせる信号の時間が短くなる（タイミングt2a～t2b間＝期間T1、t4a～t4b間＝期間T1だけ短くなる）。

【0104】

これに伴い、図8の波形▲6▼、波形▲7▼のように、スイッチ素子50のオン時間も短くなる（タイミングt2a～t2b間＝期間T1、t4a～t4b間＝期間T1だけ短くなる）。すると、出力電圧検出回路19の検出電圧も低くなり、その結果、エラーアンプ16の出力は大きくなり、コンパレータ17の出力も大きくなる。

40

【0105】

その結果、ドライバ18からの出力パルスが長くなるように制御が行なわれ、トランス1の一次コイル30に流れる電流を大きくすることで、二次コイル32に発生する電圧を大きくする。そして、トランス30の二次側電圧、すなわち、出力電圧を大きくし、逆電圧の流入を抑制する。

【0106】

50

なお、前記動作において、スイッチ素子50がオンからオフした後は、抵抗53を通して整流することとなる。この場合、スイッチ素子50のドレイン・ソース間電流が流れる時間が短くなる（タイミングt2a～t2b間、タイミングt4a～t4b間において、期間T1だけ短くなる）。

【0107】

このように、抵抗53を通して整流すると、出力電圧検出回路19の出力検出電圧は下降する方向となるので、ドライバ18の信号は前より少しオン時間が短くなるだけで、従来例のように極端にオン時間が短くならない。また、出力検出電圧とトランス30の三次コイル33の電圧33aの間で電圧降下が発生するので、その結果、DC-DCコンバータの出力電圧（負荷への供給電圧）を上昇させることとなり、前記逆電流を抑制することができる。

10

【0108】

§2：DC-DCコンバータの他の回路例

図9はDC-DCコンバータの他の回路例を示した図である。本発明は、図9に示した他の回路例でも図1に示した回路と同様に実施可能である。この回路例では、出力電圧検出回路19とスイッチ素子50の駆動回路の構成を変更した回路例である。

【0109】

すなわち、この例では、図1に示した回路のスイッチ素子50を、PチャンネルMOSFET（PチャンネルMOS電界効果型トランジスタ）で構成し、このPチャンネルMOSFETで構成したスイッチ素子50のゲートに、NチャンネルMOSFET（NチャンネルMOS電界効果型トランジスタ）で構成したトランジスタ54（このトランジスタはスイッチ素子駆動回路を構成する）を接続すると共に、前記トランジスタ54のゲートをドライバ18の出力に接続し、該ドライバ18の出力信号でドライブするように構成する。

20

【0110】

また、図1に示した整流用ダイオード8をトランス30の三次コイル33の端子33aとスイッチ素子50との間に接続し、チョークコイル10をスイッチ素子50と平滑コンデンサ11との間に接続している。また、図1において、スイッチ素子50と並列に接続していた抵抗53を削除してある。なお、その他の構成は図1と同じである。

【0111】

図9に示した回路例の動作の概要は次の通りである。スイッチ素子50は、メインスイッチ素子1を駆動する駆動信号（パルス）が、メインスイッチ素子1がオンする信号の時オンし、オフする信号の時オフするように駆動される。この場合、ドライバ18からハイレベルの信号が出力されると、トランジスタ54がオンとなり、スイッチ素子50のゲート電圧はローレベルとなりオンとなる。また、ドライバ18からローレベルの信号が出力されると、トランジスタ54がオフとなり、スイッチ素子50のゲート電圧はローレベルの電圧から開放されたオフとなる。このようにドライバ18の出力に応じて前記の動作を繰り返す。

30

【0112】

そして、出力電圧検出回路19では、トランス30の三次コイル33から出力された電圧を整流平滑し、その電圧を検出電圧とし、メインスイッチ素子駆動制御回路により、メインスイッチ素子1のオン／オフの時間を制御する。

40

【0113】

ところで、負荷に対し複数のDC-DCコンバータが接続された場合、特に、出力電圧の高いDC-DCコンバータが接続されていた場合には、DC-DCコンバータの出力側から逆電流が流入することがある。このように出力側から逆電流が流入すると、三次コイル33の検出電圧が上昇し、メインスイッチ素子1をオンさせる駆動信号の時間は短くなる。

【0114】

これにともない、スイッチ素子50のオン時間も短くなり、検出電圧が低下し、メインスイッチ素子1をオンさせる駆動信号の時間を長くするように制御される。その結果、出力

50

電圧が上昇し、逆電流の流入を抑制する。

【0115】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば次のような効果がある。

(1)：請求項1では、複数のDC-DCコンバータの出力を並列接続し並列運転すると、一方の出力電圧がばらつき等により大きい値の場合、出力電圧が低いDC-DCコンバータの方に逆電流が流入する。この逆電流の流入と同時に出力電圧が上昇し、出力電圧検出回路の検出電圧も上昇する。

【0116】

この時、スイッチ素子駆動回路は、スイッチ素子に対し、メインスイッチ素子がオンする信号の時オンし、オフする信号の時オフするように駆動制御する。この駆動制御では、スイッチ素子のオン時間が短くなるように駆動制御して出力電圧検出回路の検出電圧を低下させる。その結果、メインスイッチ素子1をオンさせる時間を長くして出力電圧を上昇させ、前記逆電流の流入を抑制する。このようにすれば、従来例のような逆電流検出手段を設けることなく、安価で簡単な回路構成の同期整流型DC-DCコンバータを得ることができる。

【0117】

(2)：請求項2では、スイッチ素子に抵抗を並列接続している。従って、出力電圧検出回路の検出電圧が上昇すると、ドライバから出力されるメインスイッチ素子をオンさせる信号の時間が短くなる。これに伴い、スイッチ素子のオン時間も短くなり、スイッチ素子がオフした後は抵抗を通して整流することとなる。

【0118】

このように、抵抗を通して整流すると、出力検出電圧は下降する方向となるので、ドライバの信号は前より少しオン時間が短くなるだけで、従来例のように極端にオン時間が短くならない。また、出力検出電圧とトランスの三次コイルの電圧の間で電圧降下が発生するので、その結果、出力電圧を上昇させることとなり、逆電流を抑制することができる。

【0119】

このようにすれば、従来例のような逆電流検出手段を設けることなく、安価で簡単な回路構成の同期整流型DC-DCコンバータを得ることができる。

【0120】

(3)：請求項3では、スイッチ素子駆動回路は、メインスイッチ素子をオフにする時、ダイオードを介してコンデンサを充電し、メインスイッチ素子をオンさせる時、コンデンサの充電電圧をスイッチ素子に印加して該スイッチ素子をオンさせる。このようにすれば、スイッチ素子駆動回路を簡単な回路構成にできる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態におけるDC-DCコンバータの回路例である。

【図2】本発明の実施の形態におけるドライバの詳細図である。

【図3】本発明の実施の形態における出力電圧-出力電流特性図である。

【図4】本発明の実施の形態における出力電圧が大きいDC-DCコンバータと並列運転した時の特性図（無負荷）である。

【図5】本発明の実施の形態における出力電圧が大きいDC-DCコンバータと並列運転した時の特性図（負荷電流 I_o の時）である。

【図6】本発明の実施の形態における図4、5の説明図である。

【図7】本発明の実施の形態における無負荷時の各部の波形図である。

【図8】本発明の実施の形態における出力が大きいDC-DCコンバータを並列接続した時の各部の波形図である。

【図9】本発明の実施の形態におけるDC-DCコンバータの他の回路例である。

【図10】従来例1の説明図（その1）である。

【図11】従来例1の説明図（その2）である。

【図12】従来例2の説明図（その1）である。

【図13】従来例2の説明図（その2）である。

10

20

30

40

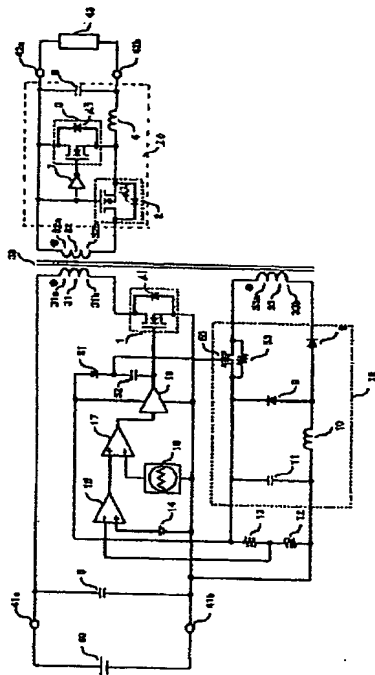
50

【符号の説明】

1	メインスイッチ素子	
2	整流用同期整流素子	
3	転流用同期整流素子	
4	出力チョークコイル	
5	入力コンデンサ	
6	出力平滑コンデンサ	
7	インバータ	
8	整流用ダイオード	
9	転流用ダイオード	10
10	チョークコイル	
11	平滑コンデンサ	
12、13、53	抵抗（抵抗体）	
14	基準電圧	
15	エラーアンプ	
16	三角波発生器	
17	コンパレータ	
18	ドライバ	
19	出力電圧検出回路	
20	二次側整流平滑回路	20
30	トランス	
31	一次コイル	
32	二次コイル	
33	三次コイル	
40	入力電源	
41	入力端子	
42	出力端子	
43	負荷	
50	スイッチ素子	
51	ダイオード	30
52	コンデンサ	
54	トランジスタ	
d1、d2、d3	FETの内蔵ダイオード	

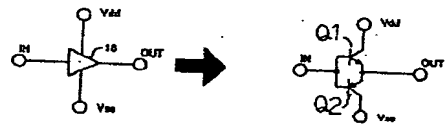
【図 1】

DC-DCコンバータの回路図



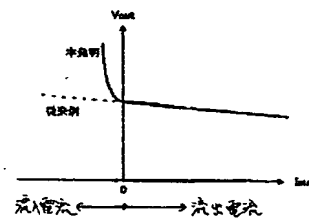
【図 2】

ドライバの詳細図

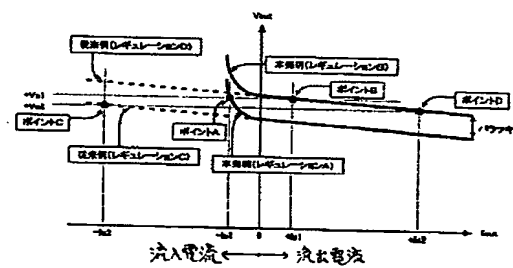


【図 3】

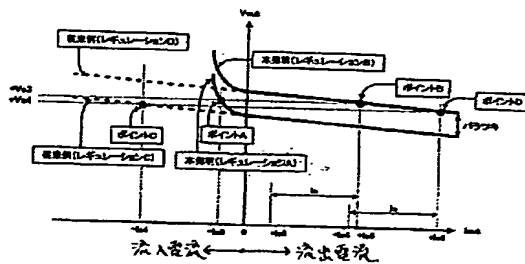
出力電圧-出力電流特性図



【図 4】

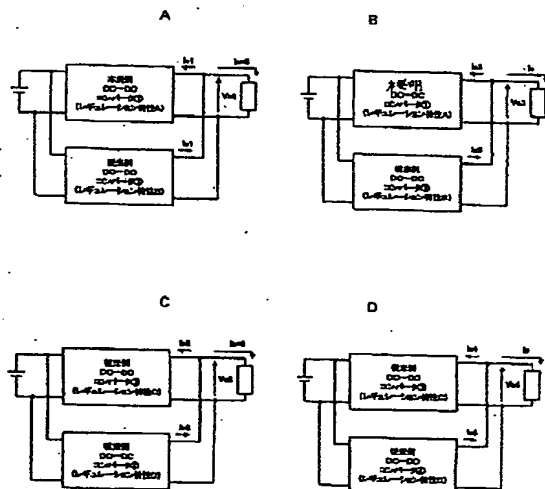
出力電圧が大きいDC-DCコンバータ
と並列に接続した時の特性図 (軽負荷)

【図 5】

出力電圧が大きいDC-DCコンバータ
と並列に接続した時の特性図 (負荷電流1.0の時)

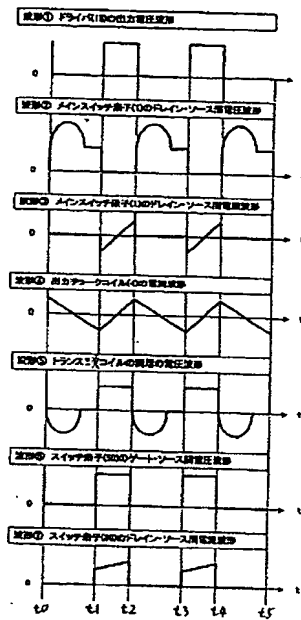
【図 6】

図 4、5 の説明図

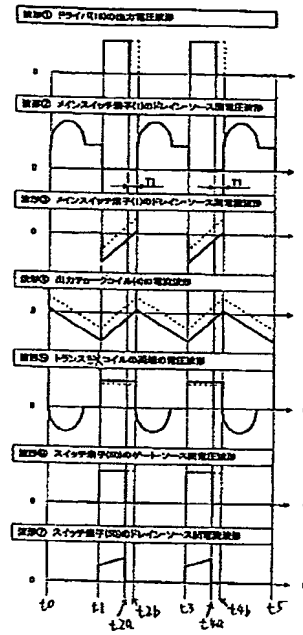


【図 7】

無負荷時の各部の波形図

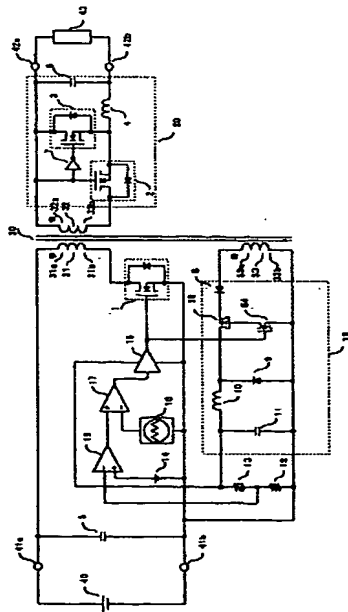


【図 8】

出力が大きいDC-DCコンバータを
並列接続した時の各部の波形図

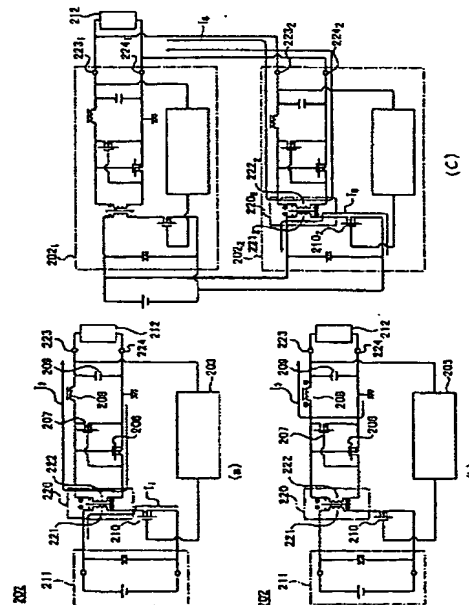
【図 9】

DC-DCコンバータの他の回路例



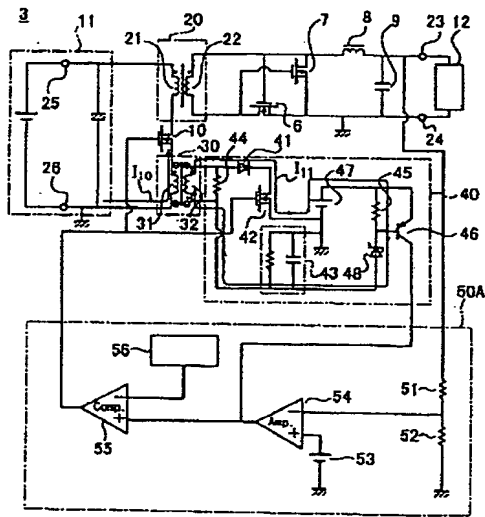
【図 10】

従来例 1 の説明図 (その 1)



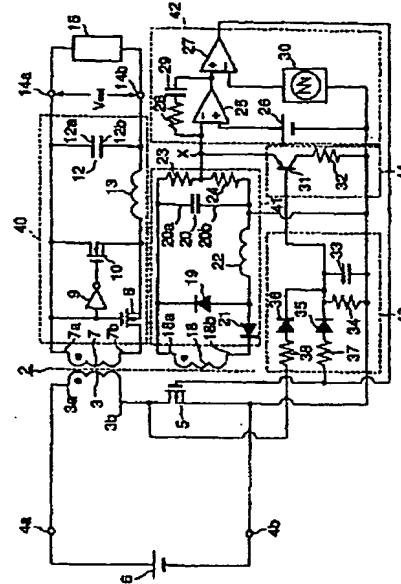
【図 1 1】

従来例 1 の説明図 (その 2)



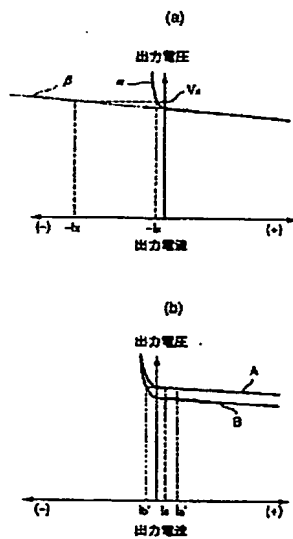
【図 1 2】

従来例 2 の説明図 (その 1)



【図 1 3】

従来例 2 の説明図 (その 2)



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2004-208444

(43)Date of publication of application : 22.07.2004

(51)Int.Cl.

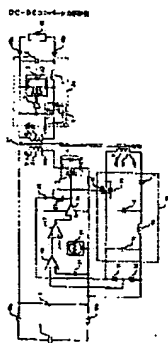
H02M 3/28

(21)Application number : 2002-
376248

(71)Applicant : TDK CORP

(22)Date of filing : 26.12.2002 (72)Inventor : HANABUSA KAZUYOSHI

(54) SYNCHRONOUS RECTIFICATION TYPE DC-DC CONVERTER



(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain an inexpensive synchronous rectification DC-DC converter having simple circuitry, without having to provide a reverse current detecting means, unlike in the conventional examples.

SOLUTION: The synchronous rectification type DC-DC converter includes a switching element 50 connected in series with the tertiary coil 33 of a transformer 30. The converter further comprises a switching element drive circuit (diode 51 and capacitor 52). The drive circuit is connected to an output voltage detection circuit 19 for detecting the output voltage from the induced voltage of the tertiary

coil 33. Based on the detected voltage from the output voltage detection circuit 19, the drive circuit drives and controls the switching element 50 so that the switching element 50 is turned on, when a signal which turns on a main switching element 1 is supplied and is turned off, when a signal which turns off the main switch element is supplied.

LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 11.07.2003

[Date of sending the examiner's
decision of rejection]

[Kind of final disposal of application
other than the examiner's decision of
rejection or application converted
registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3694292

[Date of registration] 01.07.2005

[Number of appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of requesting appeal against
examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any
damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.**** shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1]

In the synchronous detection mold DC-DC converter which connects a main-switch component to the primary coil of a transformer, and a serial, and controls the output voltage of the secondary coil of the transformer supplied to a load on a fixed electrical potential difference by ON / off drive of this main-switch component,

While connecting the output voltage detector for detecting output voltage from the induced voltage of said tertiary coil including the switching device which connected with the tertiary coil of said transformer at the serial,

The synchronous detection mold DC-DC converter characterized by having the switching device drive circuit which carries out drive control so that it turns on when it is the signal which a main-switch component turns on based on the detection electrical potential difference of said output voltage detector, and it may turn off to said switching device, when it is the signal to turn off.

[Claim 2]

The synchronous detection mold DC-DC converter according to claim 1 characterized by carrying out parallel connection of the resistance to said switching device.

[Claim 3]

Said switching device drive circuit is a synchronous detection mold DC-DC converter according to claim 1 or 2 characterized by having impressed the charge electrical potential difference of said capacitor to said switching device,

and having the function to make this switching device turn on when charging said capacitor through said diode when consisting of diode and a capacitor and turning OFF said main-switch component, and making said main-switch component turn on.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] Especially this invention relates to the forward converter of a synchronous detection mold about a synchronous detection mold DC-DC converter.

[0002]

[Description of the Prior Art] These patent reference 1 and 2 is concretely explained as conventional examples 1 and 2 the following (the patent reference 1, 2 reference) by which the technique of decreasing the inflow of the reverse current conventionally generated when parallel connection of two or more DC-DC converters is carried out and they carry out parallel operation was developed.

[0003]

(1) : explanation of the conventional example 1 (patent reference 1)

Drawing 10 is the explanatory view (the 1) of the conventional example 1, and drawing 11 is the explanatory view (the 2) of the conventional example 1. In the (a) Fig. of drawing 1010, a primary winding 221 and a secondary winding 222. Magnetic coupling is carried out so that the end by the side of the upstream electrical-potential-difference supply circuit 211 of a primary winding 221 and the end by the side of the output terminal 223 of a secondary winding 222 may become like-pole nature. Current I_1 which the main-switch component 210 flows and is supplied to the primary winding 221 in a transformer 220 from the upstream electrical-potential-difference supply circuit 211. If it flows, induction of the negative electrical potential difference will be carried out to the output terminal 223 side of a secondary winding 222 at the forward electrical-potential-difference and ground terminal 224 side.

[0004]

With the electrical potential difference by which induction was carried out to the secondary winding 222, the potential of the drain terminal of the 1st secondary rectifying device 206 becomes lower than the potential of a source terminal. Although forward bias of the parasitism diode in the 1st secondary rectifying device 206 is carried out at this time, since a forward electrical potential difference is impressed to a gate terminal with the electrical potential difference by which induction was carried out to the secondary winding 222, the 1st secondary rectifying device 206 flows through normal operation to hard flow, and turns to a drain terminal side from a source terminal side, and it is a current I_2 . It passes.

[0005]

Current I_2 The voltage drop to depend is small at extent which does not make it flow through the parasitism diode of the 1st secondary rectifying device 206, and is this current I_2 . If it flows, power will be supplied to the output capacitor 209 and load 212 which were connected between the output terminal 223 and the ground terminal 224 by low loss.

[0006]

Since the electrical potential difference higher than a source terminal is impressed to the drain terminal of the 2nd secondary rectifying device 207 and the negative electrical potential difference is impressed to the gate terminal in the meantime (while the 1st secondary rectifying device 206 has flowed to hard flow) with the electrical potential difference by which induction was carried out to the secondary winding 222, a current does not flow to the 2nd secondary rectifying device 207.

[0007]

Next, if the main-switch component 210 starts to intercept from a flow, induction of the forward electrical potential difference will be carried out to the end by the side of the output terminal 223 of a secondary winding 222 at the end by the side of a negative electrical potential difference and the ground terminal 224. By the electrical potential difference, it is a current I₂. Since the potential of the drain terminal of the 1st secondary rectifying device 206 which was being passed becomes higher than the potential of a source terminal and a negative electrical potential difference is impressed to a gate terminal, the 1st secondary rectifying device 206 is intercepted.

[0008]

Since a forward electrical potential difference is impressed to a gate terminal with the 2nd secondary rectifying device 207 with the electrical potential difference by which induction was carried out to the secondary winding 222 at this time, it will be in the condition which can flow. Moreover, the 2nd secondary rectifying device 207 is the current I₃ of the direction which supplies power to a load 212 with the magnetic energy which flowed to hard flow with the electromotive force produced for the inductance component 208 since the potential of a drain terminal became lower than the potential of a source terminal, and was accumulated in the inductance component 208 as shown in the (b) Fig. of drawing 10 . It passes.

[0009]

Moreover, the oscillator and the reference voltage generating circuit are prepared

in the control unit 203, the main-switch component 210 is driven by PWM, and the period of switching is fixed. Moreover, since a power unit 202 is a forward mold, the output voltage of an output terminal 223 is decided by the winding ratio of the flow time amount of the main-switch component 210, and the electrical potential difference and primary winding 221 which the upstream electrical-potential-difference supply circuit 211 outputs, and a secondary winding 222. Since the control unit 203 has detected the output voltage between an output terminal 223 and the ground terminal 224 and is controlling the flow time amount of the main switching element 210, even if it changes the electrical potential difference of the upstream electrical-potential-difference supply circuit 211, output voltage is uniformly maintained by the voltage variation of the upstream electrical-potential-difference supply circuit 211 etc.

[0010]

A power unit 202 can carry out parallel connection of two or more sets, and can increase the output current. However, it will flow into the power unit with which the big output current is outputted rather than that to which output voltage is not completely in agreement in carrying out parallel connection of two or more power units 202, therefore the output voltage among each power source 202 is set highly to the load 212 consumes, and, as for the excessive current, output voltage is set up low.

[0011]

In the (c) Fig. of drawing 10, it is two power units 2021 and 2022. The case where carry out parallel connection and it operates is shown, and it is one power unit 2021. Power unit 2022 of a side to another side It turns and is a current I5. It is flowing. This current I5 Secondary winding 2222 When it flows, it is a primary winding 2212. Induction of the electrical potential difference is carried out, and it is the main-switch component 2102 by that electrical potential difference. A negative electrical potential difference is impressed to a drain terminal. When the forward electrical potential difference is then impressed to the gate terminal of the main-switch component 210, it is the main-switch component 2102. It turns to

a drain terminal from a source terminal, and is a reverse current I_6 . The effectiveness of the whole power unit by which flowed, consequently parallel connection was carried out is worsened, and it is each power unit 2021 and 2022. There is a problem of bringing degradation forward.

[0012]

So, in the conventional example 1, the power unit with which a reverse current does not flow even if it carries out parallel connection, as shown in drawing 11 is offered. For this reason, when the sense of the current which flowed for the main-switch component 10 is detected and a reverse current I_{10} flows during an "on" period from the output of the current detector 30 which detects the current which flows for the main-switch component 10, the "on" period of the main-switch component 10 is lengthened. For this reason, since the amount of currents which flows for the main-switch component 10 increases, a reverse current is extinguished and the current burden of each power unit 3 by which parallel connection was carried out is equated.

[0013]

(2) : explanation of the conventional example 2 (patent reference 2)

Drawing 12 is the explanatory view (the 1) of the conventional example 2, and drawing 13 is the explanatory view (the 2) of the conventional example 2.

Conventionally, the use gestalt of the parallel operation which connects two or more DC-DC converters to a load at juxtaposition may be taken. It is output voltage V_{OUT} among two or more DC-DC converters by which parallel connection is carried out in case such parallel operation is performed. Dispersion may arise. In such a case, output voltage V_{OUT} A high DC-DC converter to output voltage V_{OUT} A reverse current flows toward a low DC-DC converter.

[0014]

Thus, it is output voltage V_{OUT} between the DC-DC converters which are carrying out parallel connection. If dispersion arises, it is output voltage V_{OUT} . A high DC-DC converter and output voltage V_{OUT} Loss of both sides with a low DC-DC converter increases, and the problem that circuit efficiency will get worse

arises.

[0015]

So, in the conventional example 2, breakage of the components which controlled the amount of energization of said reverse current, and originated in reverse current energization, and the DC-DC converter equipped with the synchronous detector which can prevent the loss problem resulting from a reverse current at the time of parallel operation are offered.

[0016]

The pulse-shape signal which is control voltage is added to the gate whose control circuit 42 is the control terminal area of a switching device 5 from the output side of a comparator 27 in drawing 12 , and it is output voltage VOUT about pulse width t of the pulse-shape signal. Adjustable control is carried out in the stabilization direction, and adjustable control of the "on" period of a switching device 5 is carried out. If it puts in another way, it will be output voltage VOUT about the duty ratio of a switching device 5. Adjustable control is carried out in the stabilization direction. Thereby, it is output voltage VOUT. Adjustable control is carried out and it is output voltage VOUT. Stabilization is attained.

[0017]

By the way, while the reverse current is energizing, even if a switching device 5 turns off, the period which is not changed from a low-battery condition according to a reverse current produces the drain electrical potential difference of a switching device 5. The energy accumulated in the choke coil 13 of the rectification smoothing circuit 40 by reverse current energization arises by [of a switching device 5] therefore being transmitted to the upstream from secondary [of a transformer 2] off, and this phenomenon is a phenomenon characteristic at the time of reverse current energization.

[0018]

Then, paying attention to the phenomenon characteristic at the time of said reverse current, when the gate voltage of a switching device 5 was under the threshold voltage of an ON drive of a setup and it was in the low-battery condition

which the drain electrical potential difference (both-ends electrical potential difference) of a switching device 5 produces according to a reverse current, a reverse current detection means 43 to detect a reverse current was formed.

[0019]

PNP transistor 31 is turned on in response to the above-mentioned reverse current detection signal. Thereby, a part of current which faces to the inversed input terminal of an operational amplifier 25 from the connection of resistors 23 and 24 carries out splitting to PNP transistor 31 through a resistor 32 from said connection X. For this reason, although the electrical potential difference which originates in overshoot electrical-potential-difference impression at the time of reverse current energization, and is outputted from the connection of resistors 23 and 24 is increasing from the time of a stationary, the electrical potential difference inputted into the inversed input terminal of an operational amplifier 25 will fall rather than the time of a stationary.

[0020]

As a result of pulse width t of the pulse-shape signal added to the gate of a switching device 5 from a control circuit 42 spreading, the "on" period of a switching device 5 becoming long and an input-output-conversion ratio's increasing by this sag, it is output voltage V_{OUT} . It increases.

[0021]

Since the characteristic regulation property as considered as the configuration which establishes the reverse current detection means 43 and the reverse current control means 44, and an input-output-conversion ratio is made to increase at the time of reverse current energization and shown in the continuous line alpha of the (a) Fig. of drawing 13 was given to the DC-DC converter according to this example, when a reverse current occurs, the amount of energization of that reverse current can be sharply controlled compared with the former. Thus, since the amount of energization of a reverse current can be controlled, the breakage problem of components by a big reverse current energizing which were mentioned above can be prevented.

[0022]

Moreover, it is output voltage V_{OUT} among two or more DC-DC converters by which parallel connection is carried out in case parallel operation is performed using said DC-DC converter. Even if dispersion arises, it is the output voltage V_{OUT} . The increment in loss by the reverse current energization resulting from dispersion can be eased, and aggravation of circuit efficiency can be prevented.

[0023]

That is, output voltage V_{OUT} among the DC-DC converters which perform parallel operation It has a property as the regulation property which high DC-DC converter A has shows to the continuous line A for example, in the (b) Fig. of drawing 13 , and is output voltage V_{OUT} . The regulation property which low DC-DC converter B has will show a property as shown in the continuous line B of for example, the (b) Fig. of drawing 13 .

[0024]

thereby, the amount of energization of the reverse current from DC-DC converter A to DC-DC converter B becomes $I_{b'}$, is markedly boiled compared with the conventional example, and becomes small. For this reason, loss of DC-DC converter B resulting from reverse energization can be controlled.

[0025]

[Patent reference 1]

JP,2000-139074,A

[Patent reference 2]

JP,2001-169545,A

[0026]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] The following technical problems occurred in the above conventional things.

[0027]

(1) : in said conventional example 1, the current detector which detects the current which flows a main-switch component, and the reverse current control circuit which detects the sense of the current which flows for said main-switch

component from the output of said current detector are prepared. Moreover, the current transformer is used for the current detector. Moreover, in said conventional example 2, the reverse current detection means (43) and the reverse current control means (44) are established.

[0028]

Thus, although the conventional examples 1 and 2 have established the reverse current detection means, such a means has complicated circuitry and is expensive also in cost. [of circuitry] Especially, in the conventional example 1, although output voltage is raised in order to have detected the current using an expensive current transformer and to control a reverse current in the conventional example 2, a detection electrical potential difference (electrical potential difference which detected output voltage indirectly and is controlling it) also rises in proportion to it and coincidence. Therefore, it controlled to raise a detection electrical potential difference, result output voltage rose, the inflow of a reverse current is controlled, and circuitry is complicated and expensive.

[0029]

This invention aims at obtaining the synchronous detection mold DC-DC converter of cheap and easy circuitry, without solving such a conventional technical problem and establishing a reverse current detection means like the conventional example.

[0030]

[Means for Solving the Problem] This invention was constituted as follows in order to attain the aforementioned purpose.

[0031]

namely, in the 1st synchronous detection mold DC-DC converter A main-switch component is connected to the primary coil of a transformer, and a serial. By ON / off drive of this main-switch component In the synchronous detection mold DC-DC converter which controls the output voltage of the secondary coil of the transformer supplied to a load on a fixed electrical potential difference While connecting the output voltage detector for detecting output voltage from the

induced voltage of said tertiary coil including the switching device which connected with the tertiary coil of said transformer at the serial It is characterized by having the switching device drive circuit which carries out drive control so that it turns on when it is the signal which a main-switch component turns on based on the detection electrical potential difference of said output voltage detector, and it may turn off to said switching device, when it is the signal to turn off.

[0032]

Moreover, in the 2nd synchronous detection mold DC-DC converter, it is characterized by carrying out parallel connection of the resistance to said switching device in said 1st synchronous detection mold DC-DC converter.

[0033]

Moreover, in the 3rd synchronous detection mold DC-DC converter, when charging said capacitor through said diode when said switching device drive circuit consists of diode and a capacitor and said main-switch component is turned OFF, and making said main-switch component turn on, it is characterized by having impressed the charge electrical potential difference of said capacitor to said switching device, and having the function to make this switching device turn on.

[0034]

moreover, in the 4th synchronous detection mold DC-DC converter In said 1st, 2nd, or 3rd synchronous detection mold DC-DC converter Carry out parallel connection of the DC-DC converter with high output voltage to said DC-DC converter, and parallel operation is performed. A reverse current flows into the lower one from the one where output voltage is higher, and the detection electrical potential difference of said output voltage detector rises. When the time amount of the driving signal which makes said main-switch component turn on becomes short, said switching device drive circuit By carrying out drive control and reducing the detection electrical potential difference of an output voltage detector, time amount which makes said main-switch component turn on is lengthened, and output voltage is raised so that the ON time amount of said

switching device may become short, and it is characterized by having the function which controls the inflow of said reverse current.

[0035]

(Operation)

The operation of this invention based on said configuration is explained based on drawing 1 .

[0036]

****1** : In the 1st synchronous detection mold DC-DC converter, if parallel connection of the output of two or more DC-DC converters is carried out and it carries out parallel operation, in the case of a large value, a reverse current will flow [one output voltage] into the direction of a DC-DC converter with low output voltage by dispersion etc. Output voltage rises to an inflow and coincidence of this reverse current, and the detection electrical potential difference of the output voltage detector 19 also rises.

[0037]

At this time, a switching device drive circuit (diode 51, capacitor 52) carries out drive control so that it turns on when it is the signal which the main-switch component 1 turns on, and it may turn off to a switching device 50, when it is the signal to turn off. In this drive control, drive control is carried out and the detection electrical potential difference of the output voltage detector 19 is reduced so that the ON time amount of a switching device 50 may become short. And according to the fall of said detection electrical potential difference, by the driver 18, time amount which makes the main-switch component 1 turn on is lengthened, output voltage is raised, and the inflow of said reverse current is controlled. The synchronous detection mold DC-DC converter of cheap and easy circuitry can be obtained without establishing a complicated and expensive reverse current detection means like the conventional example, if it does in this way.

[0038]

****2** : In said 2nd synchronous detection mold DC-DC converter, parallel

connection of the resistance 59 is carried out to the switching device 50.

Therefore, if the detection electrical potential difference of the output voltage detector 19 rises, the time amount of the signal which makes the main-switch component 1 outputted from a driver 18 turn on will become short. After the ON time amount of a switching device 50 also becomes short and a switching device 50 turns it off in connection with this, it will rectify through resistance 53.

[0039]

Thus, if it rectifies through resistance 53, since an output detection electrical potential difference will serve as a descending direction, from a front, ON time amount only becomes short for a while, and, as for the signal of a driver 18, ON time amount does not become short extremely like the conventional example. Moreover, since a voltage drop occurs between an output detection electrical potential difference and the electrical potential difference of the tertiary coil 33 of a transformer 30 consequently, output voltage is made to rise and a reverse current can be controlled.

[0040]

The synchronous detection mold DC-DC converter of cheap and easy circuitry can be obtained without establishing a reverse current detection means like the conventional example, if it does in this way.

[0041]

****3 :** When charging a capacitor 52 through diode 51 when turning OFF the main-switch component 1, and making the main-switch component 1 turn on, a switching device drive circuit impresses the charge electrical potential difference of a capacitor 52 to a switching device 50, and makes this switching device 50 turn on in said 3rd synchronous detection mold DC-DC converter. If it does in this way, a switching device drive circuit will be made to easy circuitry.

[0042]

****4 :** In said 4th synchronous detection mold DC-DC converter, if parallel connection of the output of a DC-DC converter is carried out and it carries out parallel operation, in the case of a large value, a reverse current will flow [one

output voltage] into the direction of a DC-DC converter with low output voltage by dispersion etc. Output voltage rises to an inflow and coincidence of said reverse current, and the detection electrical potential difference of the output voltage detector 19 also rises.

[0043]

And if the detection electrical potential difference of the output voltage detector 19 rises, a switching device drive circuit (diode 51, capacitor 52) will carry out drive control so that it turns on when it is the signal which the main-switch component 1 turns on, and it may turn off to a switching device 50, when it is the signal to turn off.

[0044]

Thus, when a reverse current flows and the detection electrical potential difference of an output voltage detector rises, when the time amount of the driving signal which makes the main-switch component 1 turn on becomes short, a switching device drive circuit carries out drive control, and reduces the detection electrical potential difference of the output voltage detector 19 so that the ON time amount of a switching device 50 may become short. Consequently, a driver 18 lengthens time amount which makes a main-switch component turn on, raises output voltage, and controls the inflow of said reverse current.

[0045]

The synchronous detection mold DC-DC converter of cheap and easy circuitry can be obtained without establishing a reverse current detection means like the conventional example, if it does in this way.

[0046]

[Embodiment of the Invention] Hereafter, the gestalt of operation of this invention is explained to a detail based on a drawing.

[0047]

****1:** Explanation of the example of a circuit of a DC-DC converter

Drawing 1 is drawing having shown the example of a circuit of a DC-DC converter, and is the example of a circuit of the forward converter (or

synchronous detection mold DC-DC converter of a forward method) of a synchronous detection mold. Hereafter, the DC-DC converter shown in drawing 1 is explained.

[0048]

(1) : the description of a circuit (refer to drawing 1)

The greatest description of this circuit is the point of having formed the switching device 50 in the output voltage detector 19 connected to the tertiary coil 33 of a transformer 30. This switching device 50 is turned on when the driving signal (pulse) which drives the main-switch component 1 is a signal which the main-switch component 1 turns on, and it is driven so that it may turn off, when it is the signal to turn off. And rectification smooth [of the electrical potential difference outputted from the tertiary coil 33] is carried out, the electrical potential difference is made into a detection electrical potential difference, and ON / off time amount of the main-switch component 1 is controlled.

[0049]

By the way, when two or more DC-DC converters are connected to a load and the DC-DC converter with high output voltage is connected especially, a reverse current may flow from the output side of a DC-DC converter (refer to said conventional example). Thus, if a reverse current flows from an output side, the detection electrical potential difference of a tertiary coil 33 will rise, and the time amount of the driving signal which makes the main-switch component 1 turn on will become short.

[0050]

In connection with this, the ON time amount of a switching device 50 also becomes short, a detection electrical potential difference falls, and it is controlled to lengthen time amount of the driving signal which makes the main-switch component 1 turn on. Consequently, output voltage rises and the inflow of a reverse current is controlled. Furthermore, it is specifically as follows.

[0051]

That is, the switching device 50 which turns on at the time of the signal with

which the output of a driver 18 makes the main-switch component 1 turn on, and is turned off at the time of the signal made to turn off is formed in the output voltage detector 19, and it connects with the tertiary coil 33 of a transformer 30 at a serial.

[0052]

And if parallel connection of the output of a DC-DC converter is carried out and it carries out parallel operation, in the case of a large value, a current will flow [one output voltage] into the direction of a DC-DC converter with low output voltage by dispersion etc. (this current is called "reverse current"). Output voltage rises to an inflow and coincidence of said reverse current, and the detection electrical potential difference of the output voltage detector 19 also rises.

[0053]

Thus, if the detection electrical potential difference of the output voltage detector 19 rises, the time amount of the signal which makes the main-switch component 1 outputted from a driver 18 turn on will become short. After the ON time amount of a switching device 50 also becomes short and a switching device 50 turns it off in connection with this, it will rectify through resistance 53.

[0054]

Thus, if it rectifies through resistance 53, since an output detection electrical potential difference will serve as a descending direction, from a front, ON time amount only becomes short for a while, and, as for the signal outputted from a driver 18, ON time amount does not become short extremely like the conventional example. Moreover, since a voltage drop occurs between electrical-potential-difference 33a of the tertiary coil 33 of an output detection electrical potential difference and a transformer 30 consequently, output voltage is made to rise and said reverse current can be controlled.

[0055]

(2) : detailed explanation of circuitry (refer to drawing 1 and drawing 2)

In drawing 1 , for 1, as for the synchronous detection component for rectification, and 3, a main-switch component (the main switching element) and 2 are [the

synchronous detection component for commutation and 50] switching devices, and each [these] component consists of N-channel MOS FET (MOS mold field-effect transistor).

[0056]

4 [moreover,] -- an output choke coil and 5 -- an input capacitor and 6 -- for the diode for rectification, and 9, as for a choke coil and 11, a smoothing capacitor, and 12, 13 and 53 are [an output smoothing capacitor and 7 / an inverter and 8 / the diode for commutation and 10] resistance (or resistor).

[0057]

Moreover, a comparator (comparator) for error amplifier (error amplifier) and 16 to measure a triangular wave generator, and for reference voltage and 15 measure the output of the error amplifier 16 and the output of the triangular wave generator 16 in 14, as for 17 and 18 are the drivers for driving the main-switch component 1.

[0058]

Moreover, as for an output voltage detector and 20, 19 is [a secondary rectification smoothing circuit and 30] transformers, in 31, a primary coil (primary winding) and 32 show a secondary coil (secondary winding), and 33 shows a tertiary coil (tertiary winding). 40 [moreover,] -- in input power and 41, a load and 51 show diode and, as for an input terminal and 42, 52 shows a capacitor, as for an output terminal and 43. Moreover, d1, d2, and d3 show the built-in diode of said components 1, 2, and 3, respectively.

[0059]

A transformer 30 is formed and the main-switch component 1 is connected to the primary coil 31 of this transformer 30, and it is constituted by the input side of the DC-DC converter shown in drawing 1 so that drive control may be carried out by the driver 18. And the excitation energy (electromagnetic energy) generated in a primary coil 31 by ON/OFF of the main-switch component 1 (un-flowing [a flow /]) is intermittently supplied to secondary [of a-transformer 30], and the Miyoshi side.

[0060]

The input capacitor 5 was connected between input terminal 41a to which input power 40 is supplied, and 41b, and the input side has graduated input voltage. The smooth rectifier circuit containing the output choke coil 4, the output smoothing capacitor 8, the synchronous detection component 2 (MOSFET) for rectification, and the synchronous detection component 3 (MOSFET) for commutation is connected to the secondary coil 32 of a transformer 30. In this case, the synchronous detection component 3 for commutation is connected to the series circuit of the output smoothing capacitor 8 and the output choke coil 4.

[0061]

Moreover, a switching device 50, the parallel circuit of resistance 53, the smoothing capacitor 11, the choke coil 10, and the series circuit of the diode 8 for rectification were connected, and the diode 9 for rectification is connected to the tertiary coil 33 of a transformer 30 in said smoothing capacitor 11 and the series circuit of a choke coil 10 at juxtaposition.

[0062]

Moreover, the series circuit of resistance 12 and 13 was connected to said smoothing capacitor 11 and juxtaposition, the charge electrical potential difference (direct current voltage) of a smoothing capacitor 11 was pressured partially, and the electrical potential difference (electrical potential difference of resistance 12) pressured partially is inputted into the error amplifier 15. Moreover, while inputting into the error amplifier 15 said electrical potential difference (electrical potential difference of resistance 12) pressured partially, reference voltage 14 is inputted and the electrical potential difference (error electrical-potential-difference value) of the difference of said reference voltage 14 and said electrical potential difference (electrical potential difference of resistance 12) pressured partially is outputted to a comparator 17.

[0063]

In a comparator 17, the output voltage of the error amplifier 15 is compared with the output voltage of the triangular wave generator 16, and the electrical potential

difference of both difference is outputted to a driver 18. At the driver 18, the output voltage from said comparator 17 is inputted, and it consists of generating a pulse voltage and impressing to the gate of the main-switch component 1 so that the main-switch component 1 may be turned on/off driven.

[0064]

Moreover, said driver 18 is constituted like drawing 2 . That is, said driver 18 is connected to the detail like illustration of the bipolar mold transistors (it is only hereafter described as a "transistor") Q1 and Q2. In this case, a transistor Q1 consists of NPN mold transistors, a transistor Q2 consists of PNP mold transistors, and common connection of a mutual base electrode (Input IN side) and the emitter electrode (output OUT side) is made.

[0065]

thus, the time of Input IN side being more than a predetermined electrical potential difference, when it connects -- transistor Q1:ON and Q2: -- it becomes off and an output OUT side serves as the high-level electrical potential difference Vdd. Moreover, conversely, when Input IN side is below a predetermined electrical potential difference, it becomes transistor Q1:OFF and Q2:ON, and an output OUT side serves as the electrical potential difference Vss of a low level ($V_{dd} > V_{ss}$).

[0066]

In addition, 31a and 31b are [the both-ends child of the secondary coil 32 of a transformer 30, and 33a and 33b of the both-ends child of the primary coil 31 of a transformer 30, and 32a and 32b] the both-ends children of the tertiary coil 33 of a transformer 30.

[0067]

(3) : explanation of the detailed actuation at the time of no-load

Hereafter, based on drawing 1 and drawing 2 , actuation of the example of a circuit shown in drawing 1 is explained.

[0068]

A: If the driving pulse for driving the main-switch component 1 from a driver 18 is

generated and this driving pulse is now supplied to the gate of the main-switch component 1 where input power 40 is impressed to input terminals 41a and 41b, the main-switch component 1 will repeat ON (flow)/OFF (un-flowing) actuation. And when this main-switch component 1 is turned on, an exciting current flows to the primary coil 31 of a transformer 30 through this main-switch component 1.

[0069]

At this time, in the secondary coil 32 of a transformer 30, an electrical potential difference (induced voltage) occurs in the direction which the synchronous detection component 2 for rectification turns on, and this synchronous detection component 2 for rectification turns on. in this case, the electrical potential difference generated in the secondary coil 32 of a transformer 30 -- the secondary-coil 32 -> output smoothing capacitor 8 -- a current flows in the path of the synchronous detection component 2 -> secondary coil 32 for -> output choke coil 4 -> rectification, and the output smoothing capacitor 8 is charged.

[0070]

Since the electrical potential difference of a secondary coil 32 is reversed with an inverter 7 and this reversed electrical potential difference is impressed by the gate of the synchronous detection component 3 for commutation at this time, this synchronous detection component 3 for commutation becomes off.

[0071]

Moreover, induction of the electrical potential difference according to the electrical potential difference of a secondary coil 32 is carried out to the tertiary coil 33 of a transformer 30 at this time. if a switching device 50 is ON by this electrical potential difference -- tertiary-coil 33 -> switching device 50-> -- a current flows in the path of the diode 8 -> tertiary coil 33 for smoothing capacitor 11 -> choke coil 10 -> rectification, and a smoothing capacitor 11 is charged.

[0072]

Moreover, when a switching device 50 is OFF, the same current as the above flows through resistance 53, and a smoothing capacitor 11 is charged. At this time, the diode 9 for commutation is still off. In addition, excitation energy is

stored in a transformer 30 at this time.

[0073]

B: Next, if the main-switch component 1 becomes off by the driving pulse from a driver 18, the electrical potential difference of the above and hard flow will become off [the rectifier type synchronous detection component 2] by that by which induction is carried out (a terminal 32 side becomes +) at the primary coil 31 of a transformer 30. Since the electrical potential difference (the above and electrical potential difference of a reverse sense polarity) of a secondary coil 32 is reversed with an inverter 7 and this reversed electrical potential difference is impressed by the gate of the synchronous detection component 3 for commutation at this time, this synchronous detection component 3 for commutation serves as ON.

[0074]

therefore, the electromagnetic energy stored in the output choke coil 4 -- output choke coil 4-> -- a flywheel current flows in the path of the synchronous detection component 3 -> output smoothing capacitor 8 -> output choke coil 4 for commutation, and the output smoothing capacitor 6 is charged (it charges with the always same polarity.).

[0075]

Although the electrical potential difference (the terminal 33b side is +) of the above and reversed polarity occurs in the tertiary coil 33 of a transformer 30 at this time, the reverse bias of the diode 8 for rectification is carried out, it becomes off, and a current does not flow depending on the induced voltage of a tertiary coil 33. However, at this time, by the electromagnetic energy stored in the choke coil 10, a flywheel current flows in the path of the diode 9 -> smoothing capacitor 11 -> choke coil 10 for choke coil 10 -> commutation, and a smoothing capacitor 11 is charged (it charges with the always same polarity.).

[0076]

Henceforth, although actuation is repeated similarly, in resistance 12 and 13, fixed direct current voltage occurs with the charge electrical potential difference

of said smoothing capacitor 11. This electrical potential difference is an electrical potential difference corresponding to secondary output voltage. In this case, the electrical potential difference (it is the same as the electrical potential difference of a smoothing capacitor 11) of said resistance 12 and 13 is impressed to a driver 18 and diode 51. Moreover, the electrical potential difference (terminal voltage of resistance 12) pressured partially by said two resistance is inputted into the error amplifier 15, and difference with reference voltage 14 is taken out.

[0077]

And in a comparator 17, the output of said error amplifier is measured with the output voltage of the triangular wave generator 16, a square wave signal is outputted, and a driving signal (pulse signal) is impressed by the gate of the main-switch component 1 from a driver 18. Thereby, the main-switch component 1 repeats the same ON / off actuation as the above.

[0078]

Moreover, it is rectified by this diode 51 and the electrical potential difference impressed to said diode 51 charges a capacitor 52. And when a high-level electrical potential difference is outputted from a driver 18, further, the charge electrical potential difference (the electrical potential difference and the same electrical potential difference [Abbreviation] of a smoothing capacitor 11) of a capacitor 52 is added by the high-level electrical potential difference (ON wave of a pulse), big output voltage (an electrical potential difference twice [about] the electrical potential difference of a smoothing capacitor 11) occurs on it, and it is impressed by it at the gate of a switching device 50. Therefore, a switching device 50 is turned on.

[0079]

However, since it is small output voltage even if the charge electrical potential difference (the electrical potential difference and the same electrical potential difference [Abbreviation] of a smoothing capacitor 11) of a capacitor 52 is further added to the electrical potential difference (off wave of a pulse) of that low level when the electrical potential difference (for example, GND level) of a low

level is outputted from a driver 18, even if this output voltage is impressed by the gate of a switching device 50, it becomes off [a switching device 50].

[0080]

(4) : explanation of an outline when parallel connection of two or more DC-DC converters is carried out and they are operated to a load (refer to drawing 1 and drawing 3)

To the load 43 of the DC-DC converter shown in drawing 1 , parallel connection of another DC-DC converter is carried out, and suppose that the output voltage of this another DC-DC converter became high by a certain reason. At this time, a reverse current flows to the DC-DC converter shown in drawing 1 from said another DC-DC converter.

[0081]

In this case, the electrical potential difference between output terminal 42a and 42b usually becomes higher than the time, and a reverse current flows towards the secondary-coil 32 direction of a transformer 30 from output terminal 42a. The output voltage-output current property at this time becomes like drawing 3 . By drawing 3 , an axis of abscissa shows the output current (I_{out}), and an axis of ordinate shows output voltage (V_{out}).

[0082]

Moreover, in drawing 3 , the property shown by the dotted line is the property (especially property of the conventional example 2) of the conventional example, and a continuous line is the property of this invention. Moreover, they are the current into which the right-hand side of an axis of ordinate flows, and the current into which left-hand side flows.

[0083]

(5) : detailed explanation of the property Fig. (at the time of no-load) when carrying out parallel operation to a DC-DC converter with large output voltage (refer to drawing 4 and drawing 6)

A property Fig. (no-load) when drawing 4 carries out parallel operation to a DC-DC converter with large output voltage, and drawing 6 R> 6 are drawing 4 and

the explanatory view of 5. In addition, by drawing 6 , it has illustrated also about the conventional example for reference.

[0084]

(5) -1 : the property of the conventional example

As shown in C Fig. of drawing 6 , it is the case where parallel connection of the DC-DC converter of the conventional example is carried out, and the time of no-load is explained.

[0085]

Dispersion arises in output voltage under the effect of property dispersion, such as components, at a DC-DC converter. DC-DC converter **3 of the conventional example with small output voltage DC-DC converter **4 [large] When parallel connection is carried out, DC-DC converter **4 since -- the output current DC-DC converter **3 It is alike and flows.

[0086]

DC-DC converter **3 ***** serves as the point C of drawing 4 , and a current value I02 flows. On the other hand, DC-DC converter **4 ***** serves as the point D of drawing 4 , outputs a current value I02 and balances. The output voltage in that case is respectively set to +V02.

[0087]

(5) -2 : the property of this invention

As shown in A Fig. of drawing 6 , the case (at the time of no-load) where parallel connection of the DC-DC converter of this invention is carried out is explained. It is the same as said conventional example, and dispersion arises under the effect of dispersion in components etc. in a DC-DC converter at output voltage.

[0088]

DC-DC converter **1 of this invention with small output voltage DC-DC converter **2 of the large conventional example When parallel connection is carried out, DC-DC converter **2 of the conventional example since -- this invention DC-DC converter **1 [the output current] It is alike and flows. DC-DC converter **1 of this invention ***** serves as the point A of drawing 4 , and a current value I01

flows. On the other hand, DC-DC converter **2 of the conventional example ***** serves as the point B of drawing 4 , outputs a current value I01 and balances. The output voltage in that case is respectively set to +V01. Thus, in this invention, it becomes possible to control an inrush current small.

[0089]

(6) : detailed (when it is the load current I0) explanation of the property Fig. when carrying out parallel operation to a DC-DC converter with large output voltage (drawing 5 , 6 reference)

(6) -1 : the property of the conventional example

Like the above, as shown in D Fig. of drawing 6 , the load current is I0. The parallel operation actuation at the time is explained. DC-DC converter **3 of the conventional example ***** serves as the point C of drawing 5 , and a current value I04 flows. On the other hand, DC-DC converter **4 of the conventional example ***** serves as Point D, outputs a current value I06 and balances. That is, I06-I04 are the load current I0. It becomes. The output voltage in that case is respectively set to +V04.

[0090]

(6) -2 : the property of this invention

Like the above, as shown in B Fig. of drawing 6 , the load current is I0. The juxtaposition actuation at the time is explained. DC-DC converter **1 of this invention ***** serves as the point A of drawing 5 , and a current value I03 flows. On the other hand, DC-DC converter **2 of the conventional example ***** serves as the point B of drawing 5 , outputs a current value I05 and balances. In this case, I05-I03 are the load current I0. It becomes. The output voltage in that case is respectively set to +V03. Thus, in this invention, it becomes possible to control an inrush current small.

[0091]

(7) : the wave of each part at the time of no-load

Drawing 7 is the wave form chart of each part at the time of no-load. In drawing 7 Wave **1 The output voltage wave of the ** driver 18, wave **2 The voltage

waveform between the drain sources of the ** main-switch component 1, wave **3 The current wave form between the drain sources of the ** main-switch component 1, wave **4 The current wave form of the ***** choke coil 4, wave **5 The voltage waveform of the both ends of the tertiary coil 33 of the ** transformer 30, wave **6 The voltage waveform between the gate sources of the ** switching device 50, wave **7 The current wave form between the drain sources of the ** switching device 50 is shown. In addition, t shown in drawing 7 shows timing (or time of day), and t0-t5 show each timing.

[0092]

At the time of no-load [of the DC-DC converter shown in drawing 1], each part serves as a wave shown in drawing 7 . From a driver 18 to wave **1 [first,] ** -- the driving pulse of a square wave [like] is outputted, and this pulse turns on/drives [off] the main-switch component 1

[0093]

That is, with a low level, to timing t1-t2, a driving pulse is set to timing t3-t4 having a high-level driving pulse by the driving pulse with a low level to high level and timing t2-t3, when a driving pulse is high-level, the main-switch component 1 serves as ON, and when a driving pulse is a low level (for example, GND level), a driving pulse drives timing t0-t1 so that the main-switch component 1 may become off.

[0094]

The wave of the electrical potential difference between the drain sources of the main-switch component 1 at this time Wave **2 In **, the current wave form between the drain sources of the main-switch component 1 Wave **3 ** -- it becomes like. As for the output choke coil 4, are recording and emission actuation of electromagnetic energy are repeated. Moreover, wave **4 ** -- it becomes a wave [like].

[0095]

In the tertiary coil 33 of a transformer 30, to the both ends, wave **5 ** -- induction of the wave-like electrical potential difference [like] is carried out. At

this time, the electrical potential difference between the gate sources of a switching device 50 Wave **6 ** -- it becomes a wave [like]. In this case, the SUTCHI component 50 serves as ON between OFF and timing t3-t4 between ON and timing t2-t3 between OFF and timing t1-t2 between timing t0-t1.

[0096]

The current between the drain sources of a switching device 50 Therefore, wave **7 ** -- like, a current does not flow between timing t0-t1, a current flows between timing t1-t2, and a current does not flow between timing t2-t3, but, as for between timing t3-t4, a current flows.

[0097]

(8) : the wave of each part when carrying out parallel connection of the DC-DC converter with a large output

Drawing 8 is the wave form chart of each part when carrying out parallel connection of the DC-DC converter with a large output. In drawing 8 Wave **1 The output voltage wave of the ** driver 18, wave **2 The voltage waveform between the drain sources of the ** main-switch component 1, wave **3 The current wave form between the drain sources of the ** main-switch component 1, wave **4 The current wave form of the ***** choke coil 4, wave **5 It is the voltage waveform of the both ends of the tertiary coil of the ** transformer 30.

[0098]

Moreover, wave **6 The voltage waveform between the gate sources of the ** switching device 50, wave **7 The current wave form between the drain sources of the ** switching device 50 is shown. In addition, as for timing (or time of day), t0 and t1, t2a, t2b, t3, t4a, t4b, and t5, t shown in drawing 8 shows each timing. Moreover, the wave at the time of no-load [which showed the dotted line to drawing 7], and a continuous line are the waves at the time of the reverse current inflow of this invention.

[0099]

The wave of each part when carrying out parallel connection of the DC-DC converter with a large output to the DC-DC converter shown in drawing 1 turns

into a wave shown as the continuous line of drawing 8 . Specifically, it is as follows.

[0100]

While the above reverse currents are flowing, wave **1 of drawing 8 **2 Even if it is alike, and the main-switch component 1 turns off so that it may be shown, the period T1 which is not changed from a low-battery condition (abbreviation zero bolt: GND level) by reverse current inflow produces a drain electrical potential difference. Since the built-in diode (body diode) d1 of the main-switch component 1 has flowed through it even if it is generated by transmitting the energy accumulated in the output choke coil 4 to the upstream from secondary and the main-switch component 1 turns off this phenomenon by reverse current inflow, it will be in a low-battery condition.

[0101]

In this invention, between this period T1, it becomes off [a switching device 50], and the rectified current to a smoothing capacitor 11 of it is lost. Thereby, the both-ends electrical potential difference of a smoothing capacitor 11 falls, and the drive control circuit (circuit containing the error amplifier 16, a comparator 17, and a driver 8) of the main-switch component 1 controls so that the ON time amount of the main-switch component 1 becomes long. Consequently, output voltage rises and controls the inflow of a reverse current. Hereafter, it explains to a detail further.

[0102]

As mentioned above, if parallel connection of the output of a DC-DC converter is carried out and it carries out parallel operation, in the case of a large value, a current will flow [one output voltage] into the direction of a DC-DC converter with low output voltage by dispersion etc. (inflow generating of a reverse current). To an inflow and coincidence of this reverse current, the output voltage of a DC-DC converter with a lower output rises, and the detection electrical potential difference of the output voltage detector 19 also rises to them.

[0103]

Thus, if the output voltage of a DC-DC converter rises, and the detection electrical potential difference of the output voltage detector 19 rises when a reverse current flows, the time amount of the signal which makes the Main switching device 1 outputted from a driver 18 turn on like a dotted-line location (at the time of no-load) to the continuous-line location (at the time of a reverse current inflow) of drawing 8 will become short (between timing t_2 a- t_{2bs} = only a period T_1 and the = period T_1 between t_4 a- t_{4b} become short).

[0104]

It follows on this. Wave **6 of drawing 8 Wave **7 ** -- the ON time amount of a switching device 50 also becomes short like (between timing t_2 a- t_{2bs} = only a period T_1 and the = period T_1 between t_4 a- t_{4b} become short). Then, the detection electrical potential difference of the output voltage detector 19 also becomes low, consequently the output of the error amplifier 16 becomes large and the output of a comparator 17 also becomes large.

[0105]

Consequently, control is performed so that the output pulse from a driver 18 may become long, and the electrical potential difference generated in a secondary coil 32 is enlarged by enlarging the current which flows to the primary coil 30 of a transformer 1. And the secondary electrical potential difference of a transformer 30, i.e., output voltage, is enlarged, and the inflow of reverse voltage is controlled.

[0106]

In addition, in said actuation, after a switching device 50 turns off from ON, it will rectify through resistance 53. In this case, the time amount to which the current between the drain sources of a switching device 50 flows becomes short (only a period T_1 becomes short between timing t_2 a- t_{2bs} and among timing t_4 a- t_{4b}).

[0107]

Thus, if it rectifies through resistance 53, since the output detection electrical potential difference of the output voltage detector 19 will serve as a descending direction, from a front, ON time amount only becomes short for a while, and, as for the signal of a driver 18, ON time amount does not become short extremely

like the conventional example. Moreover, since a voltage drop occurs between electrical-potential-difference 33a of the tertiary coil 33 of an output detection electrical potential difference and a transformer 30 consequently, the output voltage (supply voltage to a load) of a DC-DC converter is made to rise, and said reverse current can be controlled.

[0108]

****2: Other examples of a circuit of a DC-DC converter**

Drawing 9 is drawing having shown other examples of a circuit of a DC-DC converter. This invention can be carried out like the circuit shown in drawing 1 in other examples of a circuit shown in drawing 9 . In this example of a circuit, it is the example of a circuit which changed the configuration of the output voltage detector 19 and the drive circuit of a switching device 50.

[0109]

Namely, P channel MOSFET (P channel MOS electric field effect mold transistor) constitutes the switching device 50 of the circuit shown in drawing 1 from this example. To the gate of the switching device 50 constituted from this P channel MOSFET While connecting the transistor 54 (this transistor constitutes a switching device drive circuit) constituted from N-channel MOS FET (N-channel MOS electric field effect mold transistor) The gate of said transistor 54 is connected to the output of a driver 18, and it constitutes so that it may drive with the output signal of this driver 18.

[0110]

Moreover, the diode 8 for rectification shown in drawing 1 was connected between terminal 33a of the tertiary coil 33 of a transformer 30, and a switching device 50, and the choke coil 10 is connected between a switching device 50 and a smoothing capacitor 11. Moreover, in drawing 1 , the resistance 53 linked to a switching device 50 and juxtaposition is deleted. In addition, other configurations are the same as drawing 1 .

[0111]

The outline of actuation of the example of a circuit shown in drawing 9 is as

follows. A switching device 50 is turned on when the driving signal (pulse) which drives the main-switch component 1 is a signal which the main-switch component 1 turns on, and it is driven so that it may turn off, when it is the signal to turn off. In this case, if a high-level signal is outputted from a driver 18, a transistor 54 serves as ON, and the gate voltage of a switching device 50 will serve as a low level, and will serve as ON. Moreover, if the signal of a low level is outputted from a driver 18, a transistor 54 will become off and the gate voltage of a switching device 50 will serve as OFF wide opened from the electrical potential difference of a low level. Thus, the aforementioned actuation is repeated according to the output of a driver 18.

[0112]

And in the output voltage detector 19, rectification smooth [of the electrical potential difference outputted from the tertiary coil 33 of a transformer 30] is carried out, the electrical potential difference is made into a detection electrical potential difference, and ON / off time amount of the main-switch component 1 is controlled by the main-switch component drive control circuit.

[0113]

By the way, when two or more DC-DC converters are connected to a load and the DC-DC converter with high output voltage is connected especially, a reverse current may flow from the output side of a DC-DC converter. Thus, if a reverse current flows from an output side, the detection electrical potential difference of a tertiary coil 33 will rise, and the time amount of the driving signal which makes the main-switch component 1 turn on will become short.

[0114]

In connection with this, the ON time amount of a switching device 50 also becomes short, a detection electrical potential difference falls, and it is controlled to lengthen time amount of the driving signal which makes the main-switch component 1 turn on. Consequently, output voltage rises and the inflow of a reverse current is controlled.

[0115]

[Effect of the Invention] As explained above, according to this invention, there is the following effectiveness.

(1) : in claim 1, if parallel connection of the output of two or more DC-DC converters is carried out and it carries out parallel operation, in the case of a large value, a reverse current will flow [one output voltage] into the direction of a DC-DC converter with low output voltage by dispersion etc. Output voltage rises to an inflow and coincidence of this reverse current, and the detection electrical potential difference of an output voltage detector also rises.

[0116]

At this time, a switching device drive circuit carries out drive control so that it turns on when it is the signal which a main-switch component turns on, and it may turn off to a switching device, when it is the signal to turn off. In this drive control, drive control is carried out and the detection electrical potential difference of an output voltage detector is reduced so that the ON time amount of a switching device may become short. Consequently, time amount which makes the main-switch component 1 turn on is lengthened, output voltage is raised, and the inflow of said reverse current is controlled. The synchronous detection mold DC-DC converter of cheap and easy circuitry can be obtained without establishing a reverse current detection means like the conventional example, if it does in this way.

[0117]

(2) : in claim 2, parallel connection of the resistance is carried out to the switching device. Therefore, if the detection electrical potential difference of an output voltage detector rises, the time amount of the signal which makes the main-switch component outputted from a driver turn on will become short. After the ON time amount of a switching device also becomes short and a switching device turns it off in connection with this, it will rectify through resistance.

[0118]

Thus, if it rectifies through resistance, since an output detection electrical potential difference will serve as a descending direction, from a front, ON time

amount only becomes short for a while, and, as for the signal of a driver, ON time amount does not become short extremely like the conventional example.

Moreover, since a voltage drop occurs between an output detection electrical potential difference and the electrical potential difference of the tertiary coil of a transformer consequently, output voltage is made to rise and a reverse current can be controlled.

[0119]

The synchronous detection mold DC-DC converter of cheap and easy circuitry can be obtained without establishing a reverse current detection means like the conventional example, if it does in this way.

[0120]

(3) : when charging a capacitor through diode when turning OFF a main-switch component, and making a main-switch component turn on, a switching device drive circuit impresses the charge electrical potential difference of a capacitor to a switching device, and makes this switching device turn on in claim 3. If it does in this way, a switching device drive circuit will be made to easy circuitry.

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the example of a circuit of the DC-DC converter in the gestalt of operation of this invention.

[Drawing 2] It is the detail drawing of the driver in the gestalt of operation of this invention.

[Drawing 3] It is an output voltage-output current property Fig. in the gestalt of operation of this invention.

[Drawing 4] It is a property Fig. (no-load) when carrying out parallel operation to a DC-DC converter with the large output voltage in the gestalt of operation of this invention.

[Drawing 5] It is a property Fig. when carrying out parallel operation to a DC-DC converter with the large output voltage in the gestalt of operation of this invention (when it is the load current I_O).

[Drawing 6] They are drawing 4 in the gestalt of operation of this invention, and

the explanatory view of 5.

[Drawing 7] It is the wave form chart of each part at the time of no-load [in the gestalt of operation of this invention].

[Drawing 8] It is the wave form chart of each part when carrying out parallel connection of the DC-DC converter with the large output in the gestalt of operation of this invention.

[Drawing 9] They are other examples of a circuit of the DC-DC converter in the gestalt of operation of this invention.

[Drawing 10] It is the explanatory view (the 1) of the conventional example 1.

[Drawing 11] It is the explanatory view (the 2) of the conventional example 1.

[Drawing 12] It is the explanatory view (the 1) of the conventional example 2.

[Drawing 13] It is the explanatory view (the 2) of the conventional example 2.

[Description of Notations]

1 Main-Switch Component

2 Synchronous Detection Component for Rectification

3 Synchronous Detection Component for Commutation

4 Output Choke Coil

5 Input Capacitor

6 Output Smoothing Capacitor

7 Inverter

8 Diode for Rectification

9 Diode for Commutation

10 Choke Coil

11 Smoothing Capacitor

12, 13, 53 Resistance (resistor)

14 Reference Voltage

15 Error Amplifier

16 Triangular Wave Generator

17 Comparator

18 Driver

19 Output Voltage Detector
20 Secondary Rectification Smoothing Circuit
30 Transformer
31 Primary Coil
32 Secondary Coil
33 Tertiary Coil
40 Input Power
41 Input Terminal
42 Output Terminal
43 Load
50 Switching Device
51 Diode
52 Capacitor
54 Transistor
d1, d2, d3 Built-in diode of FET

[Translation done.]

* NOTICES *

**JPO and NCIP are not responsible for any
damages caused by the use of this translation.**

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the example of a circuit of the DC-DC converter in the gestalt of operation of this invention.

[Drawing 2] It is the detail drawing of the driver in the gestalt of operation of this invention.

[Drawing 3] It is an output voltage-output current property Fig. in the gestalt of operation of this invention.

[Drawing 4] It is a property Fig. (no-load) when carrying out parallel operation to a DC-DC converter with the large output voltage in the gestalt of operation of this invention.

[Drawing 5] It is a property Fig. when carrying out parallel operation to a DC-DC converter with the large output voltage in the gestalt of operation of this invention (when it is the load current I_O).

[Drawing 6] They are drawing 4 in the gestalt of operation of this invention, and the explanatory view of 5.

[Drawing 7] It is the wave form chart of each part at the time of no-load [in the gestalt of operation of this invention].

[Drawing 8] It is the wave form chart of each part when carrying out parallel connection of the DC-DC converter with the large output in the gestalt of operation of this invention.

[Drawing 9] They are other examples of a circuit of the DC-DC converter in the gestalt of operation of this invention.

[Drawing 10] It is the explanatory view (the 1) of the conventional example 1.

[Drawing 11] It is the explanatory view (the 2) of the conventional example 1.

[Drawing 12] It is the explanatory view (the 1) of the conventional example 2.

[Drawing 13] It is the explanatory view (the 2) of the conventional example 2.

[Description of Notations]

1 Main-Switch Component

2 Synchronous Detection Component for Rectification

3 Synchronous Detection Component for Commutation

4 Output Choke Coil
5 Input Capacitor
6 Output Smoothing Capacitor
7 Inverter
8 Diode for Rectification
9 Diode for Commutation
10 Choke Coil
11 Smoothing Capacitor
12, 13, 53 Resistance (resistor)
14 Reference Voltage
15 Error Amplifier
16 Triangular Wave Generator
17 Comparator
18 Driver
19 Output Voltage Detector
20 Secondary Rectification Smoothing Circuit
30 Transformer
31 Primary Coil
32 Secondary Coil
33 Tertiary Coil
40 Input Power
41 Input Terminal
42 Output Terminal
43 Load
50 Switching Device
51 Diode
52 Capacitor
54 Transistor
d1, d2, d3 Built-in diode of FET

[Translation done.]

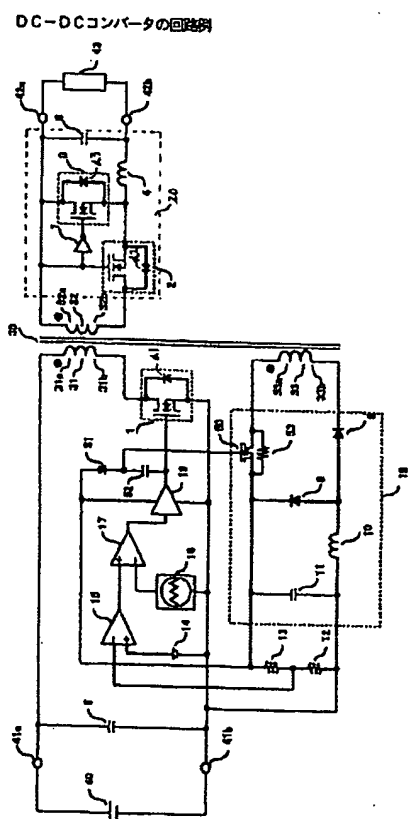
* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

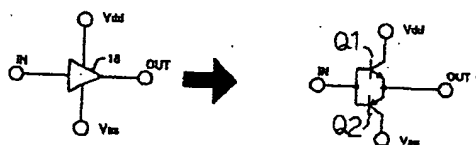
DRAWINGS

[Drawing 1]



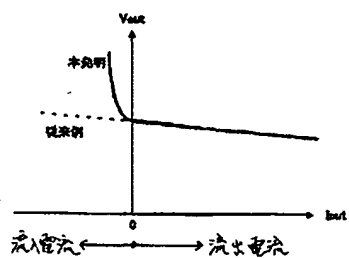
[Drawing 2]

ドライバの詳細図



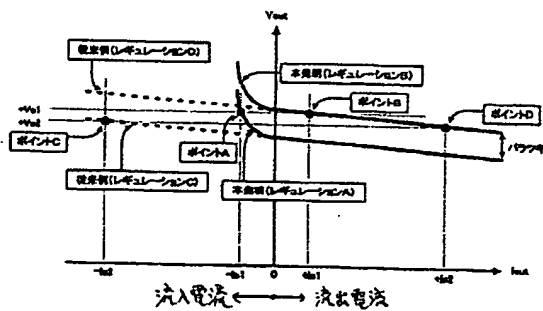
[Drawing 3]

出力電圧-出力電流特性図

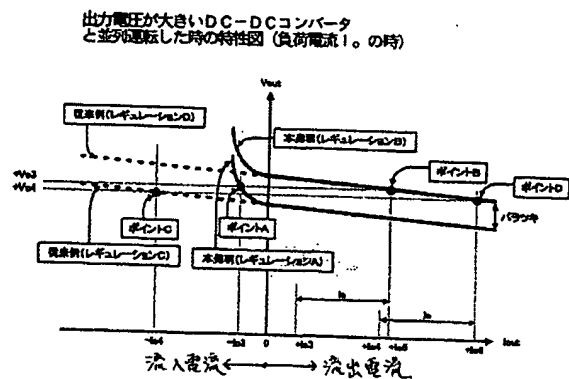


[Drawing 4]

出力電圧が大きいDC-DCコンバータ
と並列運転した時の特性図 (無負荷)

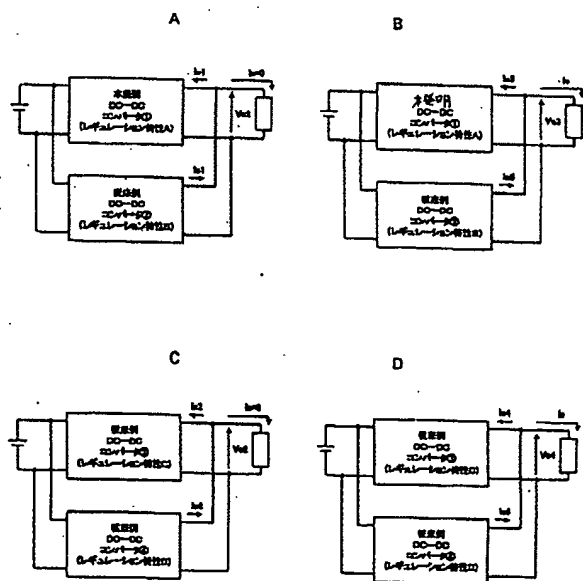


[Drawing 5]



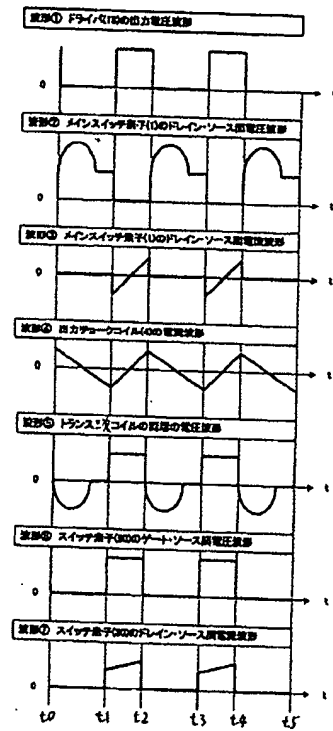
[Drawing 6]

図4、5の説明図



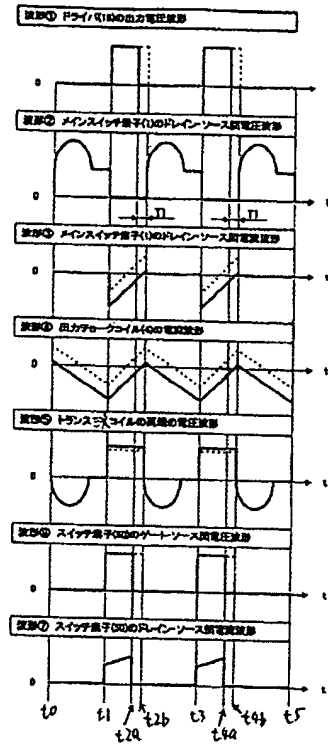
[Drawing 7]

無負荷時の各部の波形図



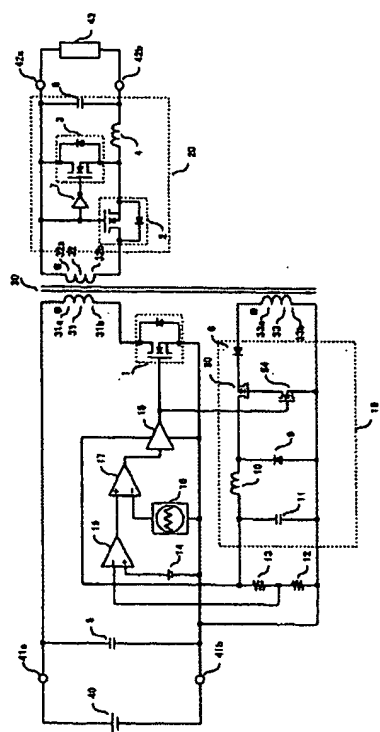
[Drawing 8]

出力が大きいDC-DCコンバータを
並列接続した時の各極の波形図



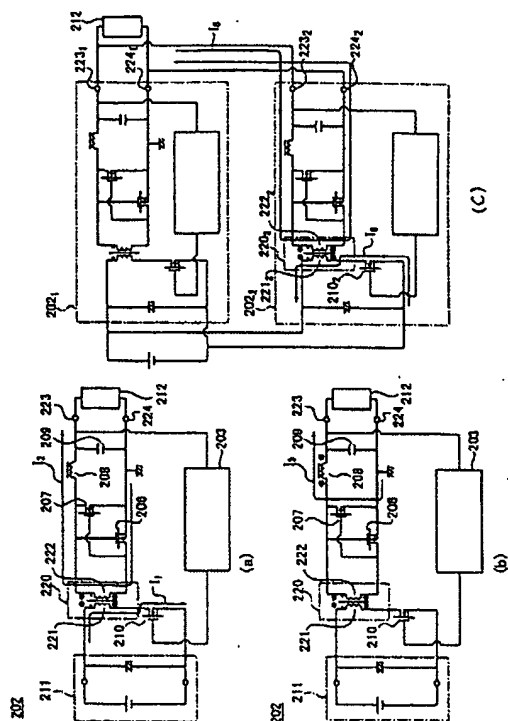
[Drawing 9]

DC-DCコンバータの他の回路例.



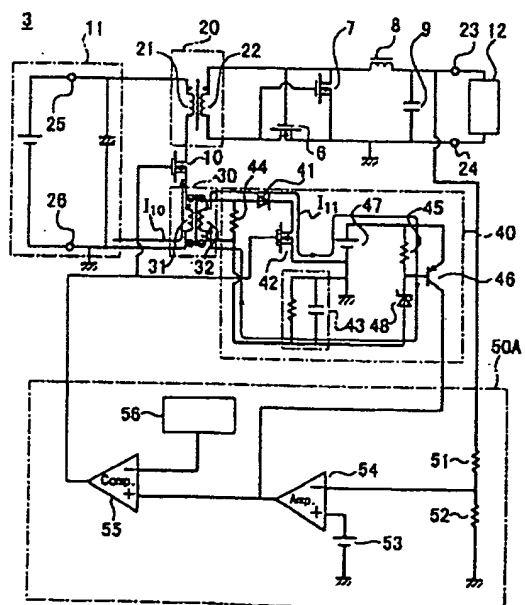
[Drawing 10]

従来例１の説明図（その１）



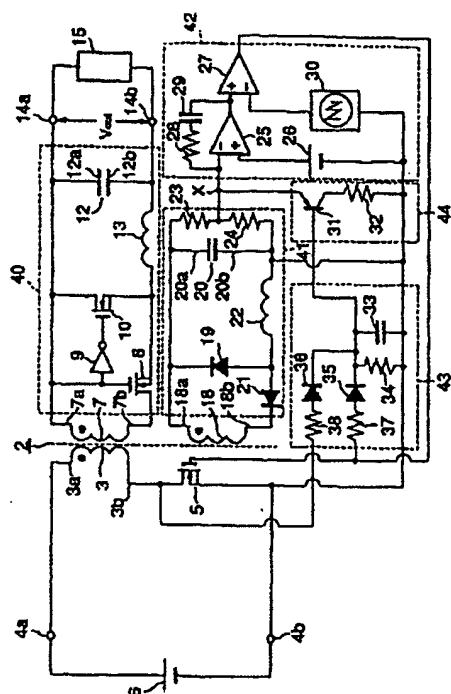
[Drawing 11]

従来例１の説明図（その２）



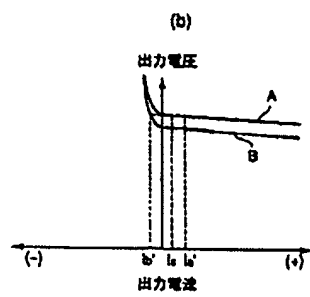
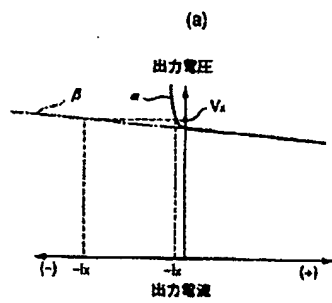
[Drawing 12]

従来例2の説明図 (その1)



[Drawing 13]

従来例 2 の説明図 (その 2)



[Translation done.]